CHRISTIAN GELLERT

aprenda FM y Multiplex en 15 días

Un método ideal de autoenseñanza sin matemáticas

casi leyendo de corrido Ud. llegará a dominar los misterios de la

FM y MULTIPLEX

EDITORIAL NEO TECNICA

APRENDA FM Y MULTIPLEX EN 15 DIAS

CHRISTIAN GELLERT

con la dirección técnica del
Ing. FRANCISCO L. SINGER

APRENDA
FM Y MULTIPLEX
EN 15 DIAS

CUARTA EDICION

EDITORIAL NEO TECNICA

ARENALES 1258 BUENOS AIRES

ISBN - 950-43-1502-X

Queda hecho el depósito que marca la Ley Nº 11.723

Copyright © by FRANCISCO L. SINGER

IMPRESO EN LA ARGENTINA PRINTED IN ARGENTINA

Día 1

El ser humano es perfeccionista y gracias a ello se ha alcanzado el alto grado de progreso científico. Así, desde que se escucharon a distancia programas radiales no se ha dejado de mejorar su aspecto técnico, tarea que sólo cesaba cuando aparecía un escollo y se reanudaba cuando el mismo era vencido. En la radiodifusión, el adelanto más importante de esta época es sin duda la estereofonía radial, la que se ha logrado merced a una idea surgida hace muchos años pero no llevada a la práctica hasta ahora. Y con tal idea se venció un importante escollo que impedía ampliar la gama de sonidos que se podía enviar a los receptores. Nuestro propósito en este libro es describir un sistema de emisión y recepción que se emplea actualmente y que se difunde en todo el mundo con gran rapidez: la modulación de frecuencia, a la que llamaremos FM. Se emplea hace muchos años, pero sólo para emisión con sonido monoaural y actualmente ya hay emisiones con sonido estereofónico. Indudablemente el tema es apasionante, pero guardaremos un orden en la exposición del mismo y comenzaremos por ocuparnos del mecanismo de la emisión y recepción de ondas, cosa que ya abordamos.

TRANSMISION DEL SONIDO POR ONDAS

Desde los albores de la civilización el hombre trató de comunicarse a distancia, de transmitir mensajes desde un punto a otro, en fin, de llegar con su idea o con su noticia a sitios alejados de aquél en que se hallaba. Las señales de humo, las luminosas, las sonoras fueron el resultado del ingenio humano y algunos de esos métodos se siguen usando hoy en día. Recién a fines del siglo pasado se descubrió, mediante un experimento de Hertz, que una chispa eléctrica producía un fenómeno muy raro que podía ser captado a distancia; se habían descubierto las ondas electromagnéticas, a las que se llamó hertzianas en homenaje al gran físico. Gracias a ello hoy tenemos radio, televisión, comunicaciones vía satélite y otras cosas más.

Es interesante describir ese primer generador de ondas que simplemente consistía en dos bobinados encimados sobre un núcleo de hierro, tal como lo muestra la figura 1; uno de pocas espiras y el otro con una gran cantidad; es lo que hoy día definiríamos como un transformador elevador de tensión. El bobinado de pocas espiras se llama primario (P) y tiene una batería *B* y un interruptor *I*. El secundario *S* tiene sus extremos unidos a dos terminales colocados cerca uno del otro. El lector se preguntará qué hacemos con un transformador si sólo disponemos de una fuente de corriente continua, pero precisamente allí está el secreto del experimento: si está cerrado el interruptor *I*, pasa corriente por el primario, pero es una corriente continua y no hay ningún fenómeno en el secundario porque para que se produzca la inducción en el mismo debe haber variaciones de corriente en dicho primario. Pero si abrimos el interruptor la corriente pasa bruscamente de un valor grande a un valor cero y esa es una variación grande que se produce en un tiempo

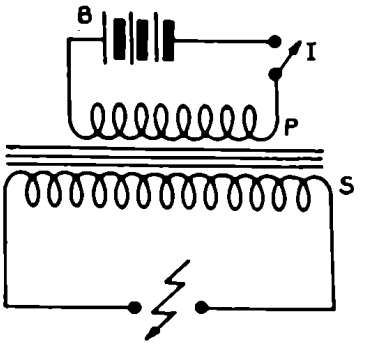


Fig. 1.- El simple dispositivo para producir chispas y emitir ondas al espacio.

muy breve, condiciones ambas que hacen que la inducción en el secundario sea una cifra elevada. Entre las dos esferitas inferiores habrá una gran tensión y sabemos que ello se traduce en una descarga en forma de chispa o arco. Tal chispa da origen a una onda que se propaga a distancia.

Lo que hemos explicado es muy sintético, pero todos sabemos que si estamos escuchando radio con nuestro receptor y se acciona la llave de una luz, se escucha un ruido seco en el parlante; luego, evidentemente la chispa que se produce en la llave al apagar la lámpara da origen a un fenómeno eléctrico que no se queda allí sino que tiene efectos en otros lugares. Claro, la distancia de influencia depende del grandor de la chispa. Un rayo durante una tormenta es una descarga distante, pero produce un ruido en el receptor por ser un arco muy intenso. ¿Qué pasa con el arco y su efecto a distancia?

Las ondas de radio

Todo el misterio del comportamiento del arco o chispa radica en que en el seno del mismo el movimiento desordenado de electrones se asimila al de una corriente alterna de alta frecuencia. Durante muchos años se usó la chispa como generador de ondas para comunicaciones a distancia hasta que el análisis profundo de la situación la hizo reemplazar directamente por corrientes de alta frecuencia y eso es lo que se usa en la actualidad. Pero veamos el mecanismo de formación de una onda, tomando ya como generador a una corriente y no a la chispa que tiene nada más que un valor histórico. Este estudio está basado en conocimientos de electricidad y el lector que no los posea puede leer, antes de seguir adelante, cualquier libro sobre el tema.

Un cable recorrido por una corriente eléctrica genera un campo magnético en su alrededor; recordemos el experimento que hacíamos en Física, acercando un cable con corriente a una brújula, con la consiguiente desviación de la aguja de la misma. Si la corriente que recorre el cable es alternada, el campo magnético producido será también alternado, o sea variable. La figura 2 nos muestra un trozo de cable con corriente y el campo magnético en su entorno, campo que se representa por las líneas punteadas que forman círculos concéntricos con el cable.

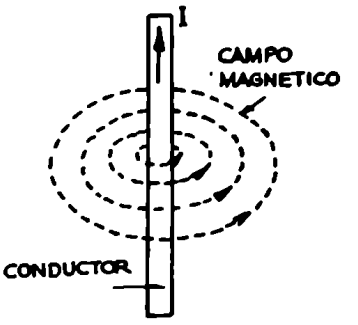


Fig. 2.- En torno a un cable recorrido por corriente eléctrica se forma un campo magnético.

Pero hay otro fenómeno que se estudia en Electricidad y es el de la inducción electromagnética. Un campo magnético variable da origen a una tensión eléctrica que es también variable, con variaciones concordantes con las que le dan existencia. Pero esta tensión variable forma a su vez su propio campo magnético que será, consecuentemente, variable. Y así se produce nuevamente la inducción, nueva tensión eléctrica, nuevo campo, nueva tensión, etc. La figura 3 nos quiere mostrar este complejo fenómeno, donde la primera fase es la corriente alternada *I* que recorre un cable y que forma el primer campo magnético *H*. Este da origen al campo eléctrico *E*, el cual forma el segundo campo magnético y así siguiendo. Mientras el fenómeno se va produciendo, nos vamos alejando del cable, o sea que tenemos campos eléctricos y magnéticos combinados en plena propagación; esto es una *onda electromagnética*.

No se piense que las cosas ocurren a la velocidad con que estamos leyendo la descripción; por lo pronto, la corriente generadora de la onda es de alta frecuencia, siempre tiene millones de ciclos por segundo. Para ir poniéndonos a tono con el tema de este libro, diremos que la frecuencia de esa corriente es de unos cien millones de ciclos por segundo, todo lo cual se puede abreviar usando unidades más prácticas. El Megaciclo equivale a un millón de ciclos y en vez de hablar de ciclos por segundo se prefiere usar la palabra *Hertz*, apellido que ya conocemos. Entonces, nuestra onda tendrá una frecuencia de 100 Megahertz (100 MHz).

Los fenómenos que vimos en la figura 3 ocurren con velocidad fabulosa y la propagación de la onda por el espacio se cumple con una velocidad igual a la de la luz, que es de 300.000

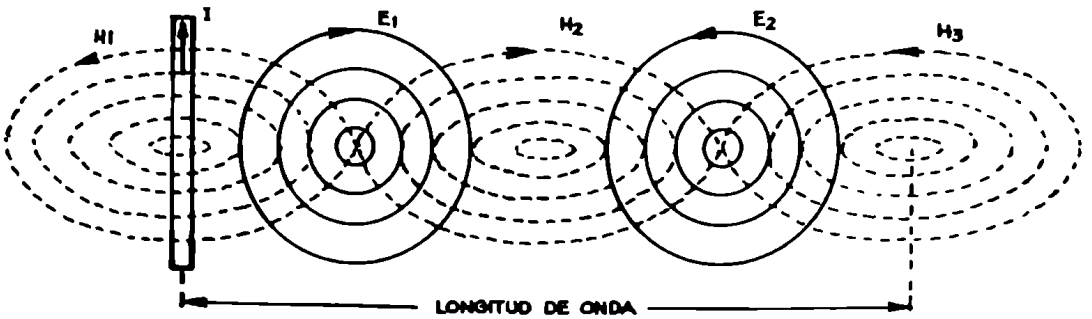


Fig. 3.- Principio básico de la formación de una onda electromagnética a partir de un cable recorrido por corriente alternada.

Kilómetros por segundo. Permanentemente el espacio está surcado por una enorme cantidad de ondas que viajan en todas direcciones a esa velocidad; salvo acciones desviantes ajenas a la onda misma, las trayectorias de las ondas son líneas rectas.

Falta que digamos la razón por la cual se llama *onda* a ese proceso viajero. Para comprenderlo vamos a la figura 4 donde representamos los campos magnéticos, que son circulares, cortados por el plano del papel, por lo que las líneas de fuerza se verán como puntos. La distribución de esas líneas de fuerza es más densa en el centro de los campos y se abre al alejarse de tales centros, de modo que la configuración que muestra la figura 4 está explicada. Como los campos eléctricos y magnéticos son perpendiculares entre sí (figura 3), en la figura 4 los puntos indican los campos magnéticos, por cortarse las líneas circulares horizontales; los campos eléctricos son rayas verticales, suponiendo que corresponden a trozos cortos de los círculos.

Algunas líneas verticales tienen flechas y corresponden a los centros de los campos eléctricos; obsérvese que las flechas cambian de sentido alternadamente, como corresponde a un fenómeno de carácter alternado. Si representamos en un gráfico, que aparece al pie de la figura, los valores de la densidad de puntos a lo

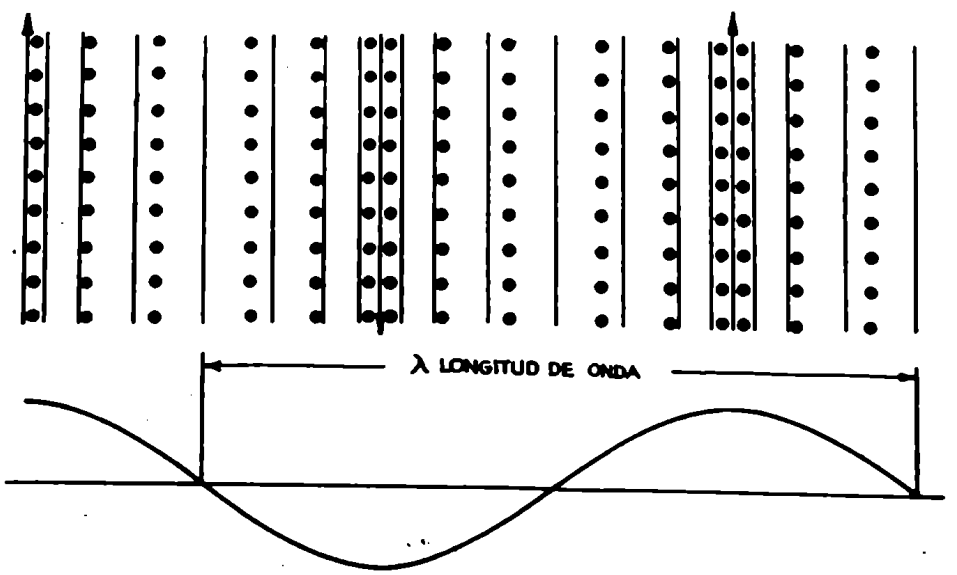


Fig. 4.- Los campos magnético y eléctrico de la onda distribuyen sus líneas de fuerza con densidades variables a lo largo del espacio.

largo de la onda, respetando las zonas con flecha hacia arriba y hacia abajo, nos resulta la conocida senoide, curva que es la representación de la corriente alternada. Luego, las líneas de fuerza del campo magnético a lo largo de la propagación de la onda se distribuyen según una gráfica senoidal. Lo mismo ocurre con las líneas del campo eléctrico. Luego, la onda electromagnética es un fenómeno de carácter alternado en el espacio y la forma de la curva que lo representa le dio el nombre de *onda*.

Hay una distancia que se ha marcado en la figura 4 y que es muy importante: es la longitud a lo largo de la cual se cumple un ciclo completo del fenómeno. Esa distancia se llama *longitud de onda* y se le asigna universalmente la letra griega *lambda*, que se indica en la figura. Una interpretación práctica de esta distancia sería la siguiente: si con un instrumento captador nos alejamos del cable emisor que produjo la onda y encontramos el primer lugar en el cual el campo eléctrico tiene un valor máximo al mismo tiempo que en el cable emisor, la distancia entre ese punto y el origen es igual a la longitud de onda. Si seguimos alejándonos encontraremos muchos puntos como ese, pero siempre entre dos consecutivos mediará una distancia igual a la longitud de onda.

Relación con la frecuencia

Hay un detalle muy importante que merece destacarse y es el siguiente: los campos magnéticos que se forman tienen valores que responden a los de la corriente que da origen al fenómeno. Cuando la corriente crece, el campo crece, cuando la corriente se anula el campo se anula y cuando la corriente cambia de sentido también lo hace el campo; o sea que son fenómenos de carácter alternado. Estudiando más a fondo la cuestión, se encuentra que hay un defasaje entre cada par de campos. Pero la mención la hemos hecho para que se comprenda que un ciclo del fenómeno dura igual que un ciclo de la corriente generadora, o sea que el tiempo que tarda la onda en recorrer la distancia que denominamos longitud de onda es igual al tiempo que tarda un ciclo de la corriente alternada que origina el proceso. Ahondando en el tema, si tenemos la gráfica senoidal de la corriente alternada o señal generadora, esa gráfica nos dice que cada ciclo se produce en un cierto tiempo. Por otro lado, la gráfica del campo en la figura 4 es una configuración en el espacio, pero el tiempo tardado por la onda en formar ese gráfico coincide con el que definimos antes.

La longitud de onda o sea la distancia entre puntos claves de la propagación, tal como se ha explicado, depende exclusivamente de la frecuencia de la corriente generadora de esa onda o, dicho ya en términos más adecuados, de la frecuencia de la señal en antena; es que el cable emisor se llama en la práctica *antena* y la corriente generadora se llama *señal*.

La onda viaja, luego se puede determinar el camino que recorre conociendo su velocidad y fijando un lapso determinado; ese lapso podría ser el que transcurre para que la onda recorra exactamente la distancia que conocemos como longitud de onda. Bien, la Física nos dice que la velocidad de un móvil se calcula dividiendo el espacio recorrido por el tiempo tardado en recorrerlo. ¿Tenemos los datos en nuestro caso? Veamos.

El espacio recorrido que hemos tomado es la longitud de onda. El tiempo que ha tardado la onda en recorrer ese espacio aparentemente no lo conocemos pero sabemos que ese tiempo es igual a un ciclo de la señal que originó la onda. Y si un fenómeno se produce f veces por segundo, cada ciclo dura una fracción de segundo que se determina dividiendo la unidad por f. O sea que el tiempo que debemos tomar para el cálculo es la inversa de la frecuencia; dicho de otra manera, en vez de dividir por el tiempo, vamos a multiplicar por la frecuencia. La velocidad de desplazamiento de la onda la conocemos, pues es la de la luz; entonces tenemos:

$$v = \lambda f$$

o sea que la velocidad de la onda es igual al producto de la longitud de onda por la frecuencia. Si, por razones de comodidad, tomamos la velocidad en millones de metros y la frecuencia en millones de ciclos, resulta que el producto de la longitud de onda en metros, por la frecuencia en MHz, debe dar siempre 300 que es la velocidad aludida.

Ahora viene la faz práctica del asunto; si conocemos una de las dos cosas podemos encontrar la otra dividiendo 300 por la conocida. Por ejemplo, una onda de 20 MHz (frecuencia) tendrá una longitud de onda de:

$$\lambda = \frac{300}{20} = 15 \text{ metros}$$

Y como es lógico, podría presentarse el problema inverso, es decir que se conoce la longitud

de onda y se quiere saber la frecuencia. Si conocemos que la longitud de onda es de 15 metros, la frecuencia se encuentra dividiendo la cifra 300 por 15 y nos resulta 20 MHz, que es la frecuencia.

El conocimiento de la longitud de una onda es muy importante para encarar los problemas de la emisión y la captación de la misma, para cuyas operaciones se utilizan *antenas*. Las dimensiones de las antenas están ligadas a la longitud de onda, tal como veremos.

Propagación de la onda

Dijimos que el cable que lleva la corriente generadora de la onda se llama antena, y que esa corriente se llama señal. Bien, de la antena salen ondas en todas direcciones, tal como lo muestra la figura 5. Muchas van hacia el espacio y se llaman precisamente ondas *espaciales*, otras llevan una dirección rasante con respecto a la superficie de la tierra y tenemos la onda *superficial*. En los comienzos de la radio sólo se tenían en cuenta las ondas superficiales y entonces los receptores estaban ubicados en la zona vecina al transmisor, zona que es un círculo cuyo radio, teniendo en cuenta la curvatura de la tierra, depende de la altura de la antena. En la práctica, la zona de alcance de la onda superficial tiene un radio de unos 50 Km. Pero la onda superficial al rozar la tierra produce un fenómeno de arrastre, que consiste en una desviación de la trayectoria que permite aumentar el radio de alcance hasta unos 80 ó

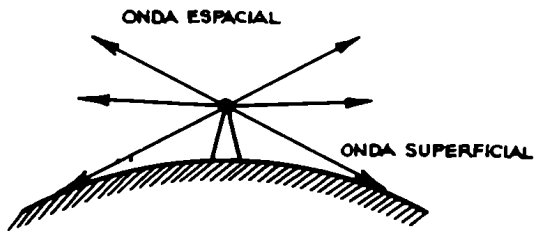


Fig. 5.- Una antena emite ondas al espacio en todas direcciones.

100 Km. ¿Cómo se escucha una estación a distancias mayores que ésa? Mediante la vuelta a la tierra de las ondas espaciales.

Este tema escapa un poco al fijado para el libro, pero diremos que en torno a la tierra hay capas ionizadas que reflejan las ondas e, inclusive, una onda puede ir de la antena a esa capa ionizada, volver a la tierra, ser reflejada nuevamente hacia la capa y volver otra vez a la tierra, tal como lo ilustra la figura 6. Se alcanza así un punto B que dista miles de kilómetros de la antena A. Las capas ionizadas son varias y constituyen lo que se llama *ionósfera*. Su comportamiento es diferente en la noche que en el día y este problema debe ser estudiado en los libros sobre propagación, antenas y temas similares.

En los últimos tiempos, el hombre ha eliminado los inconvenientes de la movilidad de esas capas reflectoras colocando en el espacio espejos reflectores en satélites artificiales. Median-

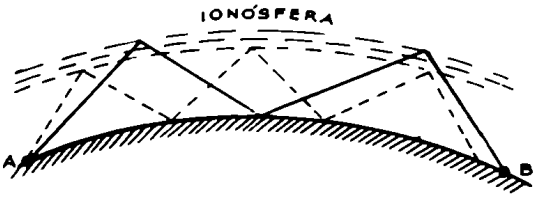


Fig. 6.- Las ondas espaciales se reflejan en la ionósfera y vuelven a la tierra, inclusive varias veces.

te los mismos, pueden recibirse en cualquier lugar del planeta señales provenientes de cualquier otro lugar. Pero todo esto lo saben los lectores porque seguramente ya habrán presenciado programas intercontinentales de televisión.

Transmisión de la información

Lo que se hacía en la antigüedad mediante señales de humo, luces, etc. era transmitir a distancia una información, un mensaje. El que observaba desde lejos las señales entendía lo que se estaba informando, pero para ello hacía falta un código. Por ejemplo, una cierta cantidad de destellos seguidos, una pausa, otra serie de destellos, etc. Las ondas hertzianas permitieron llegar mucho más lejos que con cualquier otro tipo de señal, pero también fue necesario incorporar un código a la información. En efecto, se puede producir una onda en Buenos Aires y recibir esa onda en Londres, pero al recibirla allí tendremos una corriente de alta frecuencia, con variaciones senoidales, que no nos dice nada pues es simplemente una corriente alternada sin otras variaciones o particularidades.

Así surgió la idea de un código y de entre las variaciones posibles se eligió uno que consiste en interrumpir la onda de modo que quedan grupos de ciclos de distinta duración o sea tre-

nes largos y cortos de ondas. Combinando trenes de uno y otro tipo en cantidades variables se da a cada combinación la equivalencia con una letra o con un número y así se forman palabras, frases, etc. Este sistema tomó el nombre de quién lo ideó: Morse. La figura 7 muestra dos trenes de ondas, uno largo y uno corto, que se llaman *raya* y *punto*. El silencio entre unos cuantos metros. Así apareció en la técnica la *modulación*. Puede decirse que la onda de alta frecuencia o señal de RF (Radio Frecuencia) como se la llama, se utiliza como *portadora*, como vehículo, para hacer viajar a la onda de sonido. Surgen así las denominaciones que contemplan la nueva técnica: *señal portadora*, *señal moduladora*, *modulación*, *demodulación*.

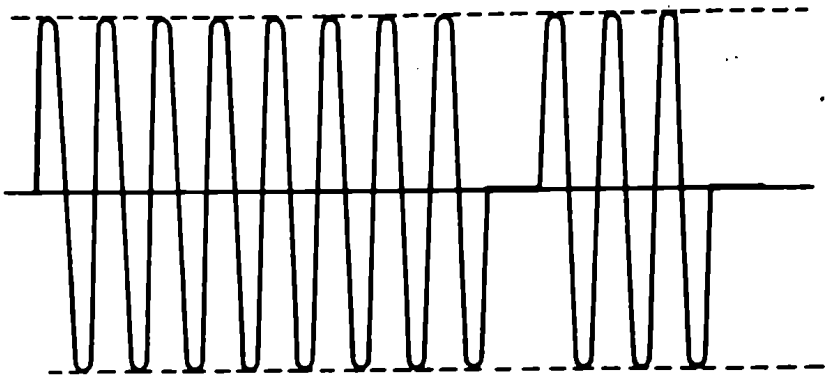


Fig. 7.- Trenes de ondas que permiten transmitir información mediante un código.

cada tren es igual a la duración del tren corto, el intervalo entre letras equivale a una raya y entre palabras a tres rayas. El que recibe el mensaje debe saber el código, por supuesto, y va interpretando las letras en el orden que llegan. Para ese fin, las ondas así cortadas se envían a un aparatito que produce sonido mientras hay señal; luego los sonidos responden a los trenes de ondas, o sea al mensaje. A título de ejemplo mencionaremos que la letra S vale tres puntos y la letra O tres rayas; en el código internacional, la llamada de auxilio es SOS y entonces un operador pide auxilio enviando tres trenes cortos, tres largos y tres cortos. Comentemos aquí que, pese a los adelantos de la electrónica y de los sistemas de comunicación, todavía se sigue empleando en forma masiva el sistema Morse de comunicaciones.

Pero el hombre no se conformaba con transmitir mensajes a distancia. Quiso transmitir música para recrear a millares de oyentes disponiendo una orquesta en la estación emisora. Eso creó el problema de enviar sonido a distancia y entonces ya no era suficiente cortar la onda en trenes cortos y largos. Había que enviar a miles de kilómetros una señal de sonido, cuya frecuencia es tan baja (15 a 15.000 ciclos por segundo) que la emisión se amortigua en

La primera es la onda que ya conocíamos, la segunda es el sonido transformado en una corriente alternada, la tercera es la operación por la cual inyectamos la segunda señal en la primera y la cuarta es la operación mediante la cual quitamos la señal de sonido para reproducirla en los equipos sonoros.

Transmisión del sonido

El sonido, ya sea el producido por la palabra o por instrumentos musicales, puede ser convertido fácilmente en una corriente alternada mediante un micrófono. En efecto, las presiones y depresiones del aire que constituyen el sonido pueden aplicarse a una membrana y por diversos procedimientos electromecánicos el desplazamiento de la membrana producirá una corriente que tiene características especiales. Tal corriente es alternada y raramente su forma de onda es senoidal pura; precisamente, un tono de igual frecuencia pero producido por diferentes instrumentos musicales se diferencia por el contenido armónico y ello responde en cada caso a una forma de onda bien diferenciada. El estudio de este tema corresponde a los libros sobre audio, en los que, además de encarar las transformaciones del sonido en corriente y luego de

esa corriente en sonido, se explican las particularidades de la forma de onda y lo que ocurre cuando ella se altera, produciendo deformación. Para nuestro tema podemos suponer que el sonido es una corriente alternada de forma senoidal, que es un caso particular, o sea que existe.

El problema que debemos encarar es el de llevar desde un punto hasta otro lejano esa corriente alternada que ya comenzamos a llamar: *señal de audio*. No se trata ya de enviar signos que se interpreten de acuerdo a un código, sino de una corriente que tiene una amplitud y una frecuencia caprichosamente variables. Hasta ahora sabemos que podemos enviar al espacio y luego captar en otro lugar una señal de alta frecuencia, cuya amplitud y frecuencia se mantenían fijas. ¿Por qué se mantenían fijas esas dos características de la señal de RF? —Por comodidad, puesto que si alteramos una o las dos dentro de límites razonables, no se producen inconvenientes. Veamos.

Si se altera la amplitud de una señal, como se ve en la figura 8, en la cual el ciclo 2 es de mayor amplitud o intensidad que los ciclos 1 y 3, esa señal viajará lo mismo por el espacio y será captada por los receptores. Si el receptor tiene un indicador de nivel de señal, el mismo acusará esa variación siempre que la misma dure un poco más que en el ejemplo de la figura 8,

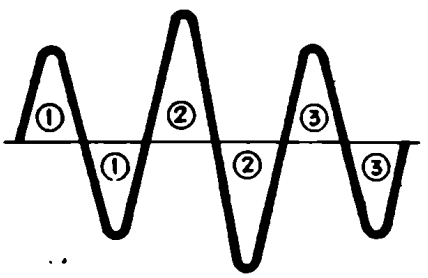


Fig. 8.- Alteración de la amplitud de una señal de alta frecuencia.

pues si un solo ciclo altera su amplitud, la duración del fenómeno sería muy reducida y los indicadores no la acusarían. En efecto, si la señal tiene una frecuencia de 1 MHz, o sea un millón de ciclos por segundo, cada ciclo dura un microsegundo y los aparatos no son tan veloces.

Supongamos ahora que se altera la frecuencia de la señal y no su amplitud, tal como lo muestra la figura 9. Los tres ciclos de la señal que hemos dibujado tienen la misma amplitud, pero veamos lo que pasa con la duración de los mismos. Las medidas puestas abajo indican que

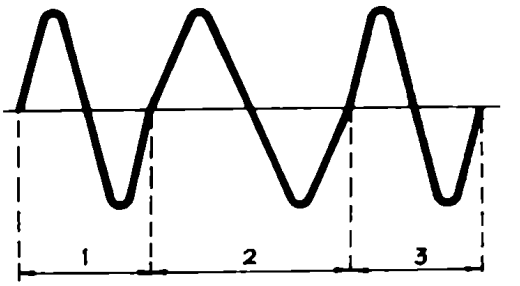


Fig. 9.- Alteración de la frecuencia de una señal de alta frecuencia.

las longitudes 1 y 3 son iguales pero más cortas que la medida 2; esto quiere decir que el segundo ciclo tarda más tiempo, o sea que se ha disminuido la frecuencia de la señal en ese instante. Lo mismo podría ocurrir si se aumentara la frecuencia, en cuyo caso la senoide se acortaría. ¿Qué inconveniente puede producir la alteración de la frecuencia de la señal? —Si el receptor se sintoniza para recibir una señal de una frecuencia determinada y tal frecuencia se altera, se pierde la sintonía, o sea que deja de escucharse la señal. Pero si la alteración de frecuencia no es tan grande como para que ocurra eso, no habrá inconvenientes.

Los dos casos explicados nos traen esta reflexión: —Si la alteración de la amplitud o la frecuencia de la onda a transmitir no producen inconvenientes, ¿no estaría allí la solución para transmitir el sonido? Es decir que se producirían tales alteraciones, de uno o del otro tipo, intencionalmente, para inyectar en la señal viajera la señal de audio.

La modulación

La última conclusión a que hemos llegado es muy importante y vamos a analizarla, pues el lector ya habrá advertido que ahí está precisamente el tema de este libro. Para transmitir sonido a distancia hay que aplicar una señal de audio a una señal de alta frecuencia que le servirá de vehículo. De ahí que la segunda se llame *onda portadora*. Para aplicarla tenemos dos sistemas que han surgido de las figuras 8 y 9. Hay un tercer sistema que consiste en alterar la fase de un ciclo de la onda portadora con respecto al que sigue, o sea desplazar un ciclo respecto de otro de tal manera que ese despla-

zamiento siga un ritmo concordante con la señal de audio, pero desde ya anticipamos que en la práctica este tercer sistema no está difundido.

Si, por métodos que serán explicados más adelante, alteramos la amplitud de los ciclos de la onda portadora de manera que esas alteraciones sigan la amplitud y forma de onda de la señal de audio, tal como se ve en la figura 10, tenemos lo que se llama *modulación de amplitud*; y es que la operación de aplicar la señal de audio a la portadora se llama modulación. La amplitud de la portadora está indicada como *I* y la amplitud de la señal de audio se marca como *i*. La frecuencia de la portadora no se altera en ningún momento. Esa portadora viajará por el espacio sin inconvenientes y cuando se la capte en un receptor podrá extraérsele la señal de audio mediante un proceso que se llama *demodulación* o *detección*.

Si alteramos la frecuencia de la señal portadora de tal modo que el apartamiento de frecuencia con respecto a la central responda a la amplitud de la señal de audio y el ritmo de la alteración responda a la frecuencia de dicha señal, tal como lo muestra la figura 11, tenemos operación que vincula las dos características de la señal de audio: amplitud y frecuencia, con la alteración sufrida por la portadora, pero este tema será explicado detalladamente más adelante, pues es precisamente la razón de ser de este libro.

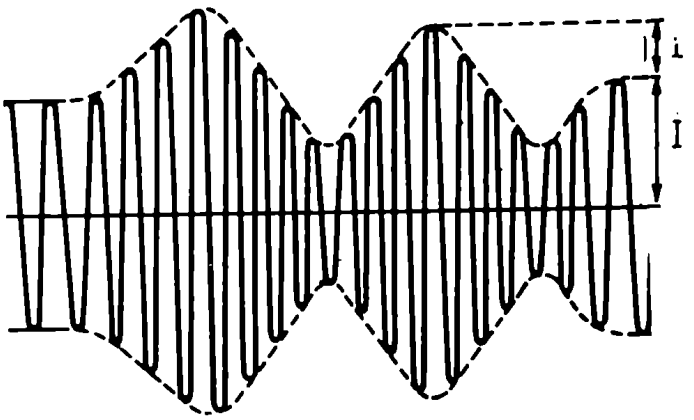


Fig. 10.- Onda de RF modulada en amplitud o sea con sus ciclos de altura variable.

Por último mencionemos el tercer sistema que se llama *modulación de fase* el cual ya fue mencionado y que si se lo analiza muy superficialmente tiene una cierta similitud con la modu-

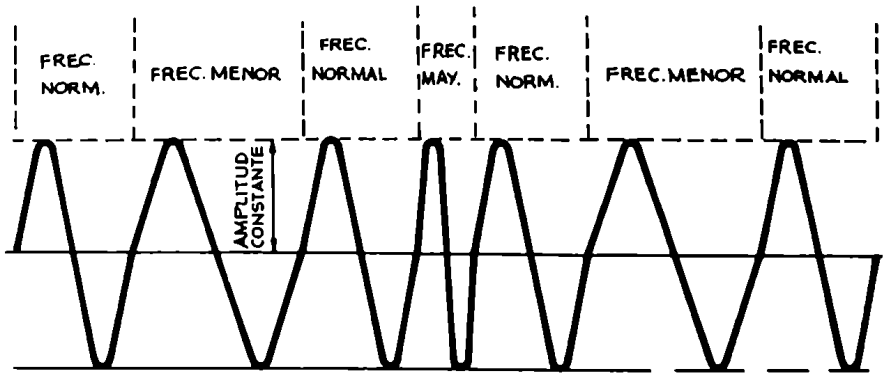


Fig. 11.- Onda de RF modulada en frecuencia o sea con ciclos de amplitud constante pero de distinta duración.

lación de frecuencia, porque al desplazar unos ciclos respecto de los otros estamos produciendo alteraciones en la frecuencia. Claro, estudiado ese problema a fondo, hay diferencias importantes entre los sistemas, pero ya hemos dicha que este tercer sistema no tiene hasta el momento una difusión que justifique su estudio.

Tenemos entonces tres maneras de aplicar la señal de audio a una señal portadora, proceso que denominamos modulación. Habrá seguramente en cada uno de los sistemas ventajas e inconvenientes. Podemos decir que durante muchos años se usó casi exclusivamente la modulación de amplitud, a la que se acostumbra a designar con la sigla AM que procede de su nombre en inglés. Pero en los últimos años, para perfeccionar la calidad de las transmisiones radiales por la demanda creciente de equipos de sonido de alta fidelidad, ha comenzado a difundirse en forma notable la modulación de frecuencia, cuya sigla distintiva es FM, de idéntica procedencia que la anterior. Y del tercer sistema no nos ocuparemos por el momento. Obsérvese que en este párrafo hay una sentencia, pues se justifica la adopción de la FM por razones de mejor calidad del sonido transmitido y efectivamente es así. Las razones que mantienen todavía limitadas las áreas de uso de la FM en el mundo tendrán que ceder ante la exigencia cada vez más idónea de los oyentes y eso está ocurriendo aceleradamente.

La demodulación o detección

Ahora ya sabemos que además de poder transmitir señales en código mediante interrupciones reguladas de la onda portadora podemos llevar con esa portadora una señal de sonido mediante el simple método de alterar una de las características de la señal RF (Radio Frecuencia). En el caso de la transmisión en código, en el receptor se colocaba un zumbador que funcionaba produciendo ruido cuando la portadora existía y silencio cuando estaba interrumpida. Pero en el caso de que alteremos las características de la portadora para llevar sonido, hay que extraer ese sonido en el receptor que captó esa onda portadora.

Hemos dicho ya que la operación por la cual se extrae la señal de sonido se llama *demodulación* o *detección* y la figura 12 la muestra en forma esquemática. Por el momento no haremos distingos entre portadoras con AM o con FM, es decir que estén moduladas en amplitud o en frecuencia, pues eso lo estudiaremos detalladamente más adelante. Lo que interesa es que el receptor capta una onda modulada y allí debemos tratar esa onda. En el detector o demodulador hay elementos de circuito que se encargan de separar nuevamente las dos señales, o sea la señal de RF y la señal de audio o AF. La señal de RF no nos interesa más después que ha llegado al receptor, de modo que se elimina o se la utiliza para dispositivos de control automático de ganancia. La señal de AF se envía a un parlante para su conversión en sonido, previo tratamiento en un amplificador de audio. Así el parlante nos devuelve el sonido que el micrófono, en el estudio del transmisor, convirtió en una señal de audio. Cuando ambos sonidos son prácticamente iguales, todo el sistema se llama de alta fidelidad; hoy en día eso se ha logrado dentro de límites que se consideran muy aceptables.

En el párrafo anterior mencionamos algo referente al control automático de ganancia y, sin pretender hacer ahora un estudio sobre el tema, conviene destacar una aclaración. Un receptor capta señales de muchos transmisores, unos de gran potencia otros más débiles, unos distantes otros cercanos. Resulta muy cómodo que las señales captadas en esas condiciones no sean

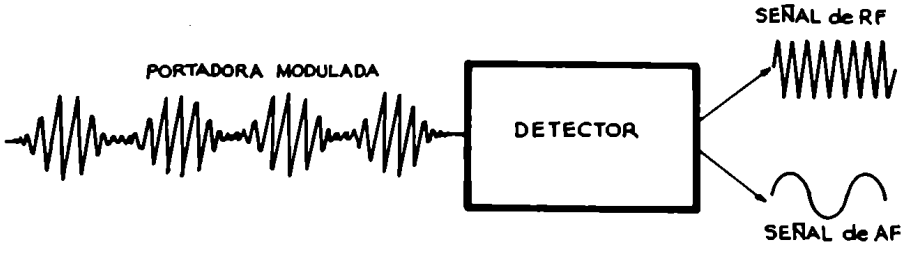


Fig. 12.- La detección o demodulación consiste en extraer la señal de audio a una onda modulada.

muy diferentes en intensidad, porque en caso contrario al girar el dial el oyente se encontraría molesto. Para conseguir uniformar la intensidad de las señales captadas se puede regular la ganancia de los amplificadores de entrada del receptor en forma automática, utilizando como señal de control la misma portadora de RF que pensábamos eliminar en la figura 12.

Retomando nuestro tema general, estamos en presencia de dos soluciones para aplicar una señal de audio a una onda portadora y las correspondientes soluciones para volver a extraer esa señal de audio en el receptor; y decimos dos soluciones porque nos ocuparemos de las modulaciones de amplitud y de frecuencia. Habrá que estudiar los circuitos para lograr la modulación y la detección en AM y en FM y hacer un estudio comparativo, para seguir después adelante solamente con el sistema que presenta ventajas rotundas: la FM. Y así llegaremos a la parte práctica con circuitos completos explicados y el lector voluntarioso podrá escuchar en su casa música de alta fidelidad y aún estereofónica, transmitida por radio...

Día 2

Si nos pidiesen una opinión en este memento sobre los sistemas de modulación de las ondas radiales nos inclinaríamos a opinar que el que parece más simple es el de la modulación de amplitud y lo elegiríamos para usarlo sin limitaciones. Por otra parte es el sistema más difundido en el mundo, ya que la modulación de frecuencia recién ahora puede decirse que está ganando áreas de servicio. En esta jornada haremos un estudio comparativo entre ambos sistemas, para explicar las ventajas y desventajas que tienen y al final de ese cotejo veremos que existe una poderosa razón para que se haya desarrollado este tema. Recomendamos al lector que ponga especial atención al tema de las bandas laterales, pues su conocimiento es vital para el desarrollo de un tema que abordaremos más adelante y que es el de la estereofonía radial. Pero en esta oportunidad tenemos fijado el tema del día y comenzamos ya a desarrollarlo.

COMPARACION ENTRE LOS TIPOS DE MODULACION

Ya sabemos que para transmitir sonidos a distancia realizamos un proceso que consiste en convertir ese sonido en una corriente o señal de audio, la cual es aplicada a otra corriente o señal, pero de frecuencia mucho mayor que es la portadora. Tal proceso se llama modulación y puede realizarse de varias maneras, entre las que interesan dos: variando la amplitud o variando la frecuencia de la portadora. Estudiaremos ahora los procedimientos que se emplean para conseguir la modulación a fin de analizar sus ventajas e inconvenientes: de ese estudio surgirá la razón por la cual se emplea la FM para transmisiones de alta fidelidad.

Modulación de amplitud

Para obtener una onda modulada necesitamos dos señales, una de RF y otra de AF y si observamos la figura 13 veremos a la izquierda los gráficos que representan a las mismas. La señal de RF la producimos en un circuito llamado *oscilador*, el cual entrega una señal de frecuencia deseada pero de amplitud reducida; lógicamente tal señal se amplifica convenientemente mediante etapas amplificadoras y así llegamos a la válvula *V* de la figura que es la etapa final del transmisor. En la grilla tenemos aplicada la señal de RF que tendrá una frecuencia de varios MHz, según corresponda a la portadora de esa estación transmisora.

Por otra parte tenemos un estudio donde se produce el sonido, sea de orquesta, sea grabado en discos o cintas o sea otra fuente cualquiera. Ese sonido debe ser convertido en una corriente o señal de audio mediante un micrófono, fonocaptor, cabeza de grabador, etc.; luego se amplifica convenientemente tal señal y así llega al primario del transformador *T* en la figura 13. Por razones técnicas que se pueden deducir observando un rato la figura 10, al final del proceso la amplitud de la señal de audio no puede superar a la de la señal dc RF, sino igualarla como máximo.

Sigamos estudiando lo que ocurre en la figura 13. La alimentación de la válvula *V* se cumple desde la fuente, que no aparece en la figura, por el punto marcado +B, pasa por el secundario del transformador *T*, por el tanque sintonizado de placa que constituyen la bobina *L* y el capacitor *C*, por la placa de la válvula y retorna finalmente a la fuente a través del cátodo conectado a masa. Esa corriente es continua mientras no hay señal de RF en la grilla, pero cuando se hace presente esa señal, la corriente de placa adopta la forma senoidal con la frecuencia de la señal de RF y amplitud constante. Pero resulta que en serie con esa corriente encontramos otra, que aparece como una tensión de audio en el secundario de *T*. Y en un circuito donde hay dos corrientes, ellas suman

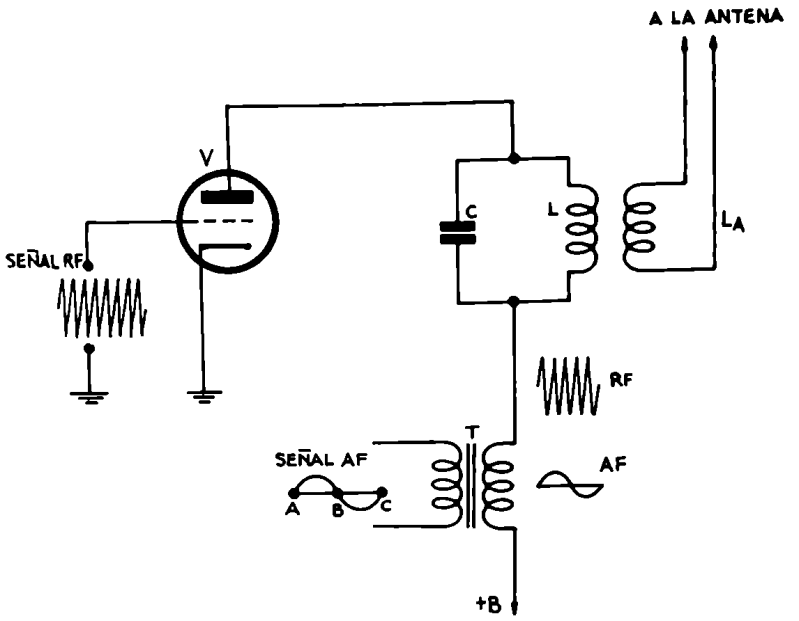


Fig. 13.- Circuito básico empleado para modular en amplitud a una señal de RF con una de AF.

sus valores en cada instante si corren en el mismo sentido o los restan si corren en sentido contrario. Veamos esto en detalle.

La figura 14 nos permitirá analizar la situación con toda comodidad. El gráfico superior corresponde a la señal de RF y como su frecuencia es alta, durante el lapso *AC* tenemos varios ciclos completos; su amplitud es constante, por el momento. El gráfico central representa un ciclo de la corriente de audio (AF); esta corriente aparece en el circuito porque en el secundario del transformador tenemos una tensión de audio inducida por el primario y una tensión que se aplica a un circuito cerrado, y el de placa de la válvula lo es, da origen a la circulación de una corriente. Dibujamos un solo ciclo senoidal *ABC* porque para la explicación nos basta. Las dos corrientes, la de RF y la de AF corren juntas por el mismo circuito, luego en cada instante sumarán o restarán sus valores según los sentidos de circulación. La corriente resultante aparece en el gráfico inferior y su forma de onda se explica así: desde A hasta B la corriente de audio tiene valores positivos que incrementan la amplitud de la corriente de RF y desde *B* hasta *C* tiene valores negativos que reducen la amplitud de esa corriente de RF. La señal resultante es una onda modulada en amplitud, tal como la vimos en la figura 10. Advertimos al lector que la explicación de la figura 14 se ha simplificado al máximo para eludir consideraciones de índole matemática que escapan al objetivo de este libro; pero lo importante es que la modulación de amplitud se consigue de la manera planteada.

Hay otras maneras de obtener modulación de amplitud en una señal de RF; la explicada es la llamada modulación en placa. También se puede realizar el proceso mediante modulación en grilla, en cátodo y por varios otros procedimientos pero para nuestro propósito basta conocer uno de los sistemas porque las características de la señal obtenida son las mismas en cualquiera de los métodos.

Bandas laterales

Hasta ahora hemos estudiado las señales por su forma de onda, amplitud y frecuencia, pero considerándolas en gráficos senoidales, es decir que se representaban las variaciones que ocurrían al transcurrir el tiempo. En cualquiera de los gráficos anteriores el eje horizontal representa el tiempo que corre; por ejemplo el punto *B* de la figura 14 corresponde a un instante más tarde que el punto *A*.

Hay otra representación gráfica que se usa también en la técnica y es aquella en la cual el eje horizontal corresponde a las frecuencias de las señales. Para darnos una idea rápida, pensemos en el dial de nuestro receptor (si es un dial horizontal); la línea horizontal permite

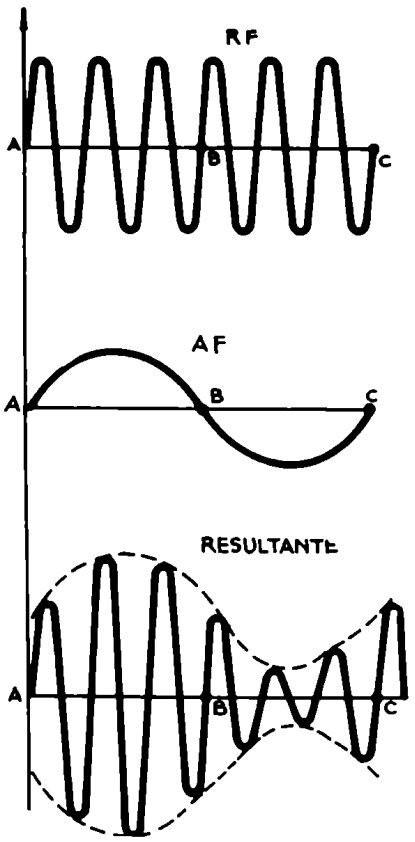


Fig. 14.- Aquí vemos cómo resulta modificada la amplitud de la señal de RF al modularla con la AF.

marcar sobre la misma las frecuencias y la aguja nos va marcando puntos donde aparecen estaciones. Si en sentido vertical damos a cada estación un trozo de línea cuya altura sea proporcional a la intensidad de la señal recibida, tendremos un gráfico como el que queremos mencionar. O sea que ahora comenzaremos a usar gráficos con eje horizontal (abscisas) para frecuencias y eje vertical (ordenadas) para amplitudes.

Y ahora tenemos que hablar de algo que saben todos los que estudiaron Electricidad y Radio y que es una de las propiedades más interesantes de las corrientes alternas: cuando mezclamos en un mismo circuito dos corrientes alternas de la misma frecuencia el resultado es otra corriente alterna de frecuencia igual y cuya amplitud resulta de la suma de amplitudes de las dos corrientes iniciales, pero esa suma debe hacerse teniendo en cuenta la fase o sea la posición relativa de las senoides que representan a cada corriente. O sea que si las dos corrientes están en fase, la suma es directa y la amplitud de la resultante es igual a la suma de las amplitudes de las componentes. Si están en contrafase, la suma se convierte en una resta directa. Para defasajes intermedios la suma da un resultado menor que en el caso de corriente en fase.

Pero mucho más interesante es el caso de suma o mezcla de corrientes cuyas frecuencias no son iguales. Si en un mismo circuito se mezclan dos corrientes alternas de frecuencias diferentes, el resultado es una combinación de corrientes muy compleja, es decir que aparecen varias corrientes alternas de frecuencias diferentes cuya resultante es una corriente con una forma de onda que no es senoidal. De todo ese grupo de corrientes se destacan dos que son muy singulares porque una tiene la suma de frecuencias de las dos corrientes iniciales y la otra tiene la resta de frecuencias; todas las otras componentes de la corriente compleja resultante carecen de importancia para nuestro estudio.

Resumamos lo dicho; si mezclamos en un circuito dos corrientes alternas de frecuencias diferentes obtendremos otras dos corrientes cuyas frecuencias son respectivamente la suma y la diferencia de las primitivas. Un ejemplo nos aclarará un poco el panorama. Supongamos que tenemos dos señales, una de 300.000 Hz y otra de 5.000 Hz. Si sumamos esas dos cifras tenemos 305.000 Hz y si restamos sale 295.000 Hz. Luego, aparecerán en el circuito dos señales de las dos frecuencias mencionadas en último término. ¿No podría ser que la señal de 300.000 Hz o sea 300 KHz sea una señal de RF y la de 5.000 Hz sea una señal de audio? —Claro que sí. Y, ¿en un circuito de modulación no estamos mezclando dos corrientes alternas de frecuencias diferentes? —Por supuesto, esa mezcla ocurre.

Vamos ahora a un gráfico como el que estuvimos mencionando unos párrafos más arriba. La figura 15 muestra tal gráfico, y el eje horizontal da las frecuencias y el vertical las amplitudes. Marquemos una señal de RF o portadora que es F_0. En este mismo gráfico no puede aparecer la señal de audio porque estaría muy lejos por ser de frecuencia muy baja, unos cuantos Hz o sea ciclos por segundo y en el gráfico tenemos MHz o sea Megaciclos por segundo. Pero si se produce la mezcla, o sea que modulamos esa portadora, aparecen dos señales nuevas, cuyas frecuencias son F_1 y F_2; son las llamadas *laterales*, siendo F_1 la lateral inferior por ser de menor frecuencia que la portadora y

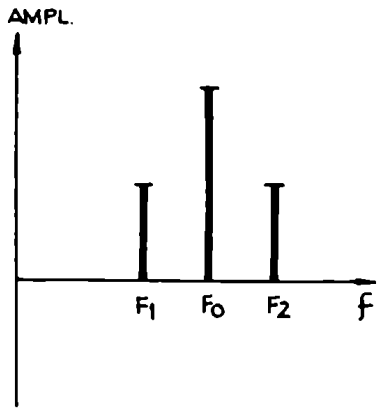


Fig. 15.- A los costados de la portadora aparecen las dos frecuencias laterales.

F_2 la lateral superior, pues su frecuencia es mayor que F_0.

Si la portadora tiene una frecuencia de 20 MHz, por ejemplo, y la modulamos con una señal de audio de 5 KHz, las frecuencias de las laterales serán, tomadas en KHz:

$$20.000 + 5 = 20.005 \text{ KHz}$$

$$20.000 - 5 = 19.995 \text{ KHz}$$

Pero, pensemos un poco; la frecuencia de la señal de audio es cambiante en todo momento, según el sonido, y varía desde digamos unos 20 Hz hasta unos 15.000 Hz. Luego, en cada instante se producirán laterales de diferente frecuencia durante la modulación y lo más correcto es entonces dibujar a los costados de la portadora dos franjas o rectángulos que representan todas las laterales que se producen. Es lo que vemos en la figura 16 y a esos dos rectángulos se los llama *bandas laterales* pues cada uno representa un paquete o banda de frecuencias. En el centro del rectángulo aparece la portadora y el ancho de las dos bandas marca lo que se llama el *canal*. Es muy importante que conozcamos el motivo de esta última designación.

El canal de transmisión

Si sintonizamos una estación emisora en el dial de nuestro receptor, la aguja del dial nos marca el lugar donde aparece la portadora. A ambos costados de esa portadora hay varias señales laterales que, en conjunto forman los rectángulos de la figura 16, o sea las bandas laterales. Todo ese paquete de frecuencias debe pasar por los circuitos sintonizados del receptor, pero ellos presentan una particularidad: la amplificación es máxima a la frecuencia central o de sintonía y decrece si aumenta o disminuye la frecuencia; es decir que la ganancia es máxima para la portadora y va reduciéndose para las bandas laterales, tanto más cuanto más nos alejamos de esa portadora, tal como lo indica la curva punteada de la figura 16 y no el rectángulo rayado. Esa imperfección se traduce en que el receptor da mayor nivel de salida para las laterales de frecuencias bajas y menor salida para las laterales de frecuencias altas; dicho en otros términos, el sonido escuchado por radio tiene más amplificación en los tonos graves y menos en los agudos y ese detalle es corregido en parte en la estación emisora y otro poco en el receptor mismo.

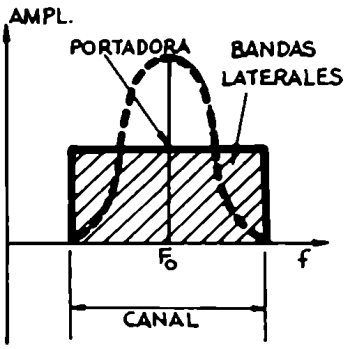


Fig. 16.- Formación del canal de transmisión con la portadora y las bandas laterales.

Claro que de inmediato se piensa en ensanchar el paso de frecuencias del receptor, para que la curva punteada de la figura 16 tenga mayor ancho y se acerque más al rectángulo ideal, pero esto tiene una imposibilidad. Supongamos que tenemos dos estaciones cercanas en el dial; la figura 17 las denomina portadora *A* y portadora *B*. Cada una tiene su canal o sea sus bandas laterales. Si la diferencia en las frecuencias de ambas portadoras no alcanza al doble de la lateral más lejana, se produce una superposición de zonas rayadas y eso quiere decir que si estamos escuchando la estación *A* entrarán también las laterales más alejadas de la estación *B*; llevado esto a términos prácticos, sintonizando una estación se escucharían como música de fondo los tonos agudos de la otra estación. Esto se llama *interferencia* y ocurre a veces en la realidad.

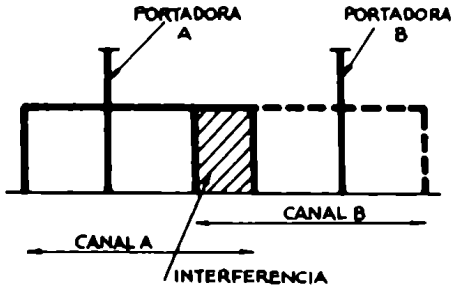


Fig. 17.- Forma en que se produce la interferencia entre dos canales vecinos.

Veamos en cifras realistas la magnitud del problema. El ancho del canal de transmisión que necesita una emisora en el dial para no producir interferencias es igual al doble de la frecuencia más alta de audio que se desea usar en modulación. Como los tonos de audio van hasta los 15.000 ciclos por lo menos, el ancho del canal debería ser de 30 KHz. Lamentablemente en la práctica apenas se ha conseguido que se otorguen canales de 10 KHz de ancho. La razón está en la cantidad de estaciones que ocupan cada banda y estas bandas se distribuyen según acuerdos internacionales que deben contemplar otros usos de portadoras para comunicaciones, defensa, etc.

Y así llegamos a que, si el ancho del canal de transmisión para cada estación es de sólo 10.000 ciclos, la máxima frecuencia de audio que se puede transmitir es de sólo 5.000 ciclos. ¿Es esto alta fidelidad? Pero vamos a poner en claro un importante asunto: estamos hablando de transmisiones que se realizan en la banda de ondas largas con modulación de amplitud y ha aparecido un importante defecto de este tipo de transmisiones, si se contempla el problema desde el punto de vista de la calidad del sonido. Y, para destacar realidades, hablemos ahora de otro inconveniente.

Efecto de los ruidos

Cuando se habla de ruidos, no hace falta explicar el significado del término pues sentimos de inmediato el deseo de eliminarlos. Si nos vamos a vivir al campo o adquirimos un departamento en el piso 20 y cerramos las ventanas gozaremos de un silencio aceptable. Bien, entonces queremos escuchar música y encendemos el receptor; junto con la música oiremos unos chasquidos desgarrantes que nos regala el aparato y cuyo origen es tan variado que sería casi imposible hacer una nómina de las fuentes de ruido eléctrico.

Para entrar en materia, hagamos un gráfico como el que muestra la figura 18. En sentido vertical vemos varias senoides cuyas frecuencias son crecientes, o sea que son armónicas todas de la primera. Si nos tomamos la paciencia de sumar los gráficos obtendremos el último inferior, que llamamos resultante; aclaremos que la forma de la resultante que aparece allí corresponde a tomar unas cuantas senoides más que las que hemos dibujado. Pero lo que se destaca es cuando hay señales multiarmónicas el resultado tiende a formar ondas con fuertes picos de amplitud considerable, que aparecen en forma un poco caprichosa y que tienen formas de onda que no tiene nada que ver con las senoides. Si enviamos a un parlante una señal de tal

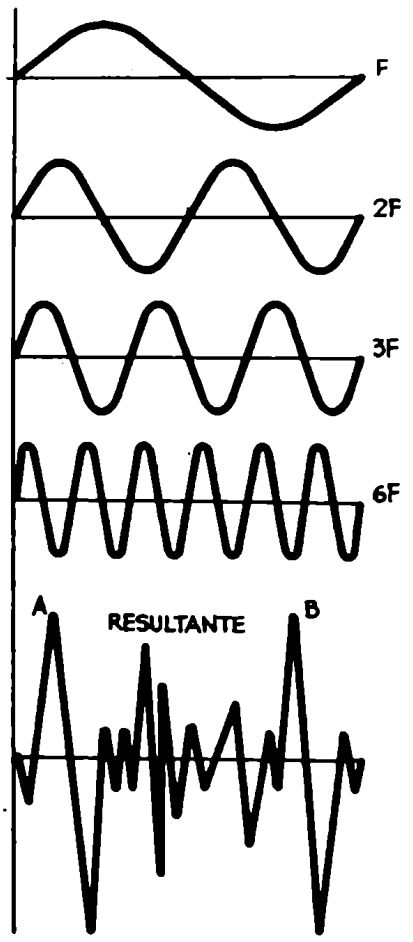


Fig. 18.- Mezclando muchas señales senoidales se forma la onda de ruido que se caracteriza por tener fuertes impulsos.

configuración, el sonido producido no será precisamente agradable y aquí viene lo de usar dos palabras diferentes para lo que escuchamos: *sonido* y *ruido*. El sonido es el resultado de combinaciones armónicas de tonos puros y el ruido en cambio no tiene ni una cosa ni la otra; es una manifestación acústica desordenada que puede presentar preponderancia en cualquier frecuencia audible. Así suelen clasificarse los ruidos como *zumbidos*, cuando tienen baja frecuencia y aullidos o *silbidos* cuando tienen alta frecuencia.

Cabe destacar que a veces un sonido entra en el campo de los ruidos cuando aparece indebidamente. Por ejemplo, un zumbido puede ser una onda senoidal perfecta, pero si la tenemos como fondo de un programa musical resultará molesto y lo llamamos ruido.

¿Cómo se producen los ruidos? —Si recordamos las propiedades del arco o chispa eléctrica, de producir una descarga en la cual el desorden de las partículas daba origen a corrientes de alta frecuencia, pero de carácter poliarmónico, podemos asociar la figura 18 con los arcos o chispas. En todo lugar donde se produzca una descarga disruptiva habrá generación de ruidos. En las ciudades modernas la electrificación es tan intensiva que hay infinidad de fuentes generadoras de ruidos. La mayor parte de las corrientes de alta frecuencia originadas en las descargas o chispas viajan por las líneas de canalización y entran en los receptores de radio. Otras son irradiadas por los mismos cables de conexión del artefacto productor del ruido y son captadas por los receptores. Y donde no hay ciudades, también tenemos ruidos, porque la electricidad estática de las nubes produce frecuentes descargas entre ellas o con la tierra y allí está el arco generador.

¿Cómo el ruido aparece en la señal de audio? —Bueno, si dibujamos un trozo de una señal senoidal de audio de la que viene sobre la portadora y en ese momento aparece en el circuito una señal de RF como la del gráfico inferior de la figura 18, tendremos lo que muestra la figura 19. Los picos de ruido modulan a la señal de audio produciendo un cambio en su forma de onda que queda así modificada. Cuando esa señal de audio va al parlante, éste reproducirá el sonido y el ruido puesto que ambos tienen frecuencias comprendidas en los límites de la gama audible.

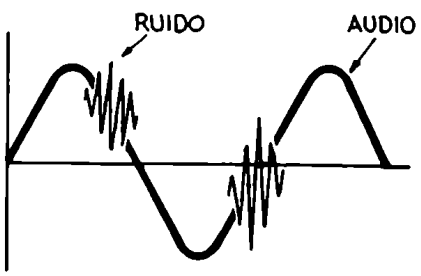


Fig. 19.- Los impulsos de ruido se sobreponen a la onda de audio modificando su forma.

Supresión de los ruidos

Desde que existe la radio existieron los ruidos en la recepción y lógicamente se trató por todos los medios de eliminarlos o, por lo menos, reducirlos a límites tolerables. El ideal sería la eliminación en la fuente de origen, cosa posible en los originados por artefactos eléctricos pero no en los atmosféricos. Hay países que han dictado reglamentaciones que obligan a colocar supresores de ruidos eléctricos en los artefactos. En nuestro medio no puede decirse que eso haya tenido éxito y el problema subsiste en toda su magnitud.

Los ruidos que vienen por la línea pueden ser absorbidos en parte colocando supresores en la toma de corriente del receptor, de alguna de las maneras ilustradas en la figura 20. Se trata de enviar a tierra a través de un capacitor uno de los polos de la línea, o los dos, o insertar inductancias absorsoras y derivando a tierra capacitores. Inclusive tales supresores se encuentran en el comercio listos para ser usados. La eficacia no es rotunda pero producen una eliminación de ruidos de grado razonable.

Los ruidos tomados en carácter general, producen una modulación superpuesta a la portadora, tal como se ilustra en la figura 21, o sea que es una modulación de la modulación de audio. Las crestas de la onda modulada aumentan de amplitud donde aparece el impulso de ruido. Esta particularidad permitió diseñar supresores de ruidos basados en la limitación de amplitud de las crestas. Los sistemas supresores se basan en circuitos que silencian el receptor en cuanto la amplitud de la portadora presenta una brusca elevación. Claro, no suprimen los ruidos cuya amplitud no supera a la de la portadora, pero algo es algo.

Obsérvese que siempre se habla de supresores de ruidos y en realidad todos los sistemas o dispositivos son amortiguadores, reductores, porque no suprimen sino que los hacen memo-

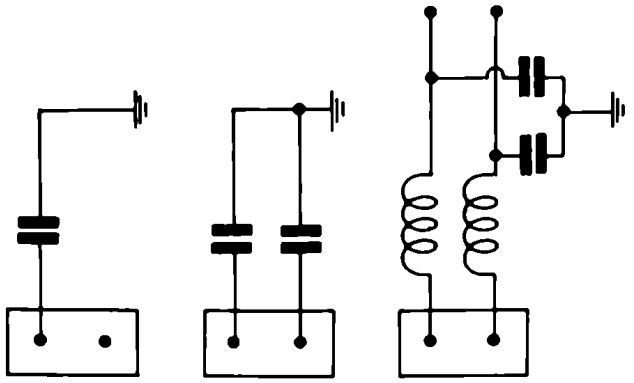


Fig. 20.- Algunas de las formas de absorber los ruidos que llegan por la línea de canalización.

res, sacan algunos y dejan otros, en fin, son paliativos pero no remedios.

Y estamos así frente a un segundo e importante defecto de la transmisión de ondas moduladas en amplitud. Quienes escuchan en sus casas programas de radio de la banda común de onda larga o de ondas cortas conocen este problema, de modo que no es necesario insistir sobre el mismo. Más adelante veremos como la FM tiene solución a este problema por ser un sistema de amplitud constante de portadora.

Modulación de frecuencia

No vamos a explicar todavía cómo se realiza el proceso de la modulación de frecuencia, ya que ese tema será desarrollado en profundidad más adelante. Sólo hablaremos de ciertas particularidades para hacer el estudio comparativo con la modulación de amplitud, especialmente en lo que se refiere a los defectos que tenía aquella y que no presenta la FM.

Por lo pronto diremos que la congestión de estaciones en las bandas de ondas largas y cortas, debida a la cantidad de servicios que deben cubrirse, no existe en las bandas de ondas ultracortas. Por ejemplo, en la zona de los 100 MHz no ha habido inconveniente en reservar una banda muy cómoda para los servicios de FM, banda que abarca desde los 88 hasta los 108 MHz. Son nada más que 20 MHz pero allí caben 100 canales de FM y cada uno tiene, lógicamente un ancho de canal de 0,2 MHz, que es el resultado de dividir 20 por 100. Pero esos 0,2 MHz son 200 KHz de ancho de canal, o sea 100.000 ciclos disponibles para las bandas laterales que en la modulación de amplitud eran solamente 5.000. No hace falta decir más sobre esto, pues surge ya como una ventaja indiscutible de la FM sobre la AM el hecho de que pueden transmitirse la gama de audio completa como señal moduladora. Aunque no podemos silenciar el hecho de que en la FM no podemos vincular en forma directa el apartamiento de las laterales con respecto a la portadora con la frecuencia de la señal de audio; este tema será tratado en el capítulo próximo, pero ya tenemos un hecho positivo y es el de disponer de canales de ancho mucho mayor que en el caso de la modulación de amplitud.

Otra característica de la FM surge de la observación del gráfico de la figura 11. La amplitud de la portadora se mantiene constante y si por medios eléctricos o de circuito conseguimos que esa constancia no se pueda alterar no podrá producirse la sobreimpresión moduladora del impulso de ruido que vimos en la figura 21 para la onda modulada en amplitud. Dicho de otra manera, si diseñamos un circuito por medio del cual la forma de onda de la portadora no pueda ser ni aumentada ni disminuida en su altura, no se podrá producir modulación de amplitud sobre la misma; y como el impulso de ruido produce modulación de amplitud, en la señal modulada en frecuencia, con un proceso de limitación de amplitud, el ruido no actuará.

Ya tenemos la segunda ventaja importante de la FM sobre la AM y es la desaparición de los

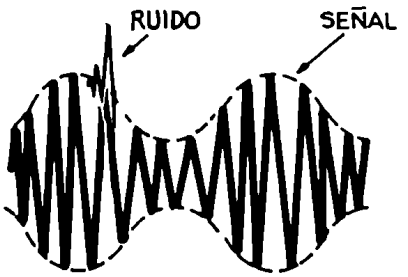


Fig. 21.- Los ruidos alteran la altura de las crestas de la onda modulada.

ruidos en la recepción, salvo aquellos que sean producidos por el receptor mismo, como zumbidos, silbidos, etc. Pero esto último será *in fine* un problema de diseño y de ajuste. Y como ya habíamos hablado de la otra gran ventaja, parecería que la FM sale de la confrontación como una airosa campeona. Justo es entonces hablar de algunos de los problemas que presenta.

El hecho de que la banda de FM tenga frecuencias tan elevadas limita el radio de la zona receptora a unos 50 Km, que puede aumentarse digamos hasta los 100 Km. Las estaciones de AM de las bandas de ondas largas y cortas cubren todo el planeta. Por supuesto que la recepción de señales de ondas cortas está plagada de ruidos atmosféricos y de otros defectos como el desvanecimiento (*fadding*), pero el hecho es que esas bandas gozan de ese privilegio. A esto se puede contestar que la FM al igual que la TV es un servicio de carácter urbano y que el cubrir con los mismos grandes zonas puede hacerse mediante las retransmisiones de microondas, por satélite, etc.

Otro problema del que se habla es que los receptores de FM trabajan en frecuencias muy altas lo que dificulta el proceso de ajuste por parte de armadores que carecen de instrumental de precisión. Inclusive, los receptores de FM que pueden captar estereofonía multiplex, tema que ya estudiaremos, tienen circuitos de ajuste delicado. A esto se puede contestar que los receptores de TV trabajan con señales de frecuencias aun mayores que la FM y tienen circuitos de ajuste más complicado que los multiplex; la mayor complicación surge de que en la formación de la imagen en la TV la tolerancia en los ajustes es menor que en la buena recepción de FM, debido a que nuestra vista es más exigente que nuestro oído. Y bien, los armadores no tienen problema hoy día en armar y ajustar televisores y lógicamente no los tendrán con la FM cuando los métodos a usar sean bien conocidos.

Y podría mencionarse el mayor costo de un receptor de FM estéreo multiplex comparado con uno común de radio, pero si vinculamos el costo con la calidad de lo que se obtiene en uno y otro caso, el argumento se desmorona por sí solo. Inclusive, el receptor mencionado en primer término requiere un amplificador estereofónico de buena calidad, pero el mismo puede ser utilizado también para pasar discos o cintas magnéticas y entonces completaríamos un equipo de sonido de alta fidelidad y con el realismo ambiental que sólo la estereofonía puede proporcionar.

Para terminar con el análisis comparativo debemos agregar que no es nuestro propósito insinuar que las estaciones de AM deben desaparecer. Para la transmisión de noticias, para la recepción económica de estaciones distantes, para escuchar música sin grandes pretensiones de alta calidad, no puede dejarse de lado un sistema que usa receptores muy baratos y que está difundido en todo el mundo. El futuro dará su veredicto, pero el hecho cierto es que la FM está ganando terreno sin que desaparezca la AM y se fabrican actualmente combinados para el hogar que tienen las bandas de AM y de FM a disposición del usuario.

Canales para FM

Por convención internacional se han fijado 100 canales para emisores de FM, numerados desde el 201 hasta el 300. La tabla adjunta da las frecuencias centrales o de portadora de los mismos y las frecuencias límites que marcan el ancho total de cada canal.

FRECUENCIAS DE LOS CANALES PARA FM

CANAL N°	FRECUENCIA CENTRAL MHz	LIMITES DE FRECUENCIA MHz			CANAL N°	FRECUENCIA CENTRAL MHz	LIMITES DE FRECUENCIA MHz		
201	88,1	88,0	–	88,2	251	98,1	98,0	–	98,2
202	88,3	88,2	–	88,4	252	98,3	98,2	–	98,4
203	88,5	88,4	–	88,6	253	98,5	98,4	–	98,6
204	88,7	88,6	–	89,0	254	98,7	98,6	–	98,8
205	88,9	88,8	–	88,0	255	98,9	98,8	–	99,0
206	98,1	89,0	–	89,2	256	99,1	99,0	–	99,2
207	89,3	89,2	–	89,4	257	99,3	99,2	–	99,4
208	89,5	89,4	–	89,6	258	99,5	99,4	–	99,6
209	89,7	89,6	–	89,8	259	99,7	99,6	–	99,8
210	89,9	89,8	–	90,0	260	99,9	99,8	–	100,0
211	90,1	90,0	–	90,2	261	100,1	100,0	–	100,2
212	90,3	90,2	–	90,4	262	100,3	100,2	–	100,4
213	90,5	90,4	–	90,6	263	100,5	100,4	–	100,6
214	90,7	90,6	–	90,8	264	100,7	100,6	–	100,8
215	90,9	90,8	–	91,0	265	100,9	100,8	–	101,0
216	91,1	91,0	–	91,2	266	101,1	101,0	–	101,2
217	91,3	91,2	–	91,4	267	101,3	101,2	–	101,4
218	91,5	91,4	–	91,6	268	101,5	101,4	–	101,6
219	91,7	91,6	–	91,8	269	101,7	101,6	–	101,8
220	91,9	91,8	–	92,0	270	101,9	101,8	–	102,0
221	92,1	92,0	–	92,2	271	102,1	102,0	–	102,2
222	92,3	92,2	–	92,4	272	102,3	102,2	–	102,4
223	92,5	92,4	–	92,6	273	102,5	102,4	–	102,6
224	92,7	92,6	–	92,8	274	102,7	102,6	–	102,8
225	92,9	92,8	–	98,0	275	102,9	102,8	–	103,0
226	93,1	93,0	–	93,2	276	103,1	103,0	–	103,2
227	93,3	93,2	–	93,4	277	103,3	103,2	–	103,4
228	93,5	93,4	–	93,6	278	103,5	103,4	–	103,6
229	93,7	93,6	–	93,8	279	103,7	103,6	–	103,8
230	93,9	93,8	–	94,0	280	103,9	103,8	–	104,0
231	94,1	94,0	–	94,2	281	104,1	104,0	–	104,2
232	94,3	94,2	–	94,4	282	104,3	104,2	–	104,4
233	94,5	94,4	–	94,6	283	104,5	104,4	–	104,6
234	94,7	94,6	–	94,8	284	104,7	104,6	–	104,8
235	94,9	94,8	–	95,0	285	104,9	104,8	–	105,0
236	95,1	95,0	–	95,2	286	105,1	105,0	–	105,2
237	95,3	95,2	–	95,4	287	105,3	105,2	–	105,4
238	95,5	95,4	–	95,6	288	105,5	105,4	–	105,6
239	95,7	95,6	–	95,8	289	105,7	105,6	–	105,8
240	95,9	95,8	–	96,0	290	105,9	105,8	–	106,0
241	96,1	96,0	–	96,2	291	106,1	106,0	–	106,2
242	96,3	96,2	–	96,4	292	106,3	106,2	–	106,4
243	96,5	96,4	–	96,6	293	106,5	106,4	–	106,6
244	96,7	96,6	–	96,8	294	106,7	106,6	–	106,8
245	96,9	96,8	–	97,0	295	106,9	106,8	–	107,0
246	97,1	97,0	–	97,2	296	107,1	107,0	–	107,2
247	97,3	97,2	–	97,4	297	107,3	107,2	–	107,4
248	97,5	97,4	–	97,6	298	107,5	107,4	–	107,6
249	97,7	97,6	–	97,8	299	107,7	107,6	–	107,8
250	97,9	97,8	–	98,0	300	107,9	107,8	–	108,0

Día 3

Una vez que hemos conocido las ventajas de la modulación de frecuencia sobre la modulación de amplitud cuando se habla de la calidad del sonido que se obtiene con dichos procesos, queda justificado que nos ocupemos de aquí en adelante de la modulación de frecuencia, la que nos llevará todo el resto del libro. Claro, antes de entrar en la descripción de los equipos capaces de recibir señales de FM debemos analizar sus características, a fin de que los circuitos que veremos más adelante estén diseñados de manera que sean aptos para el tratamiento de tales señales; por ejemplo, nos encontraremos que se usan ondas portadoras de unos 100 millones de ciclos por segundo y este dato nos habla de que los receptores para FM serán bastante diferentes que los comunes para AM que no llegan a cifras tan altas de frecuencia. Pero en cambio, en los televisores captamos señales de frecuencias aún mayores que los 100 MHz, de modo que en cierto modo estamos familiarizados con el problema. En la jornada que ahora iniciamos encararemos el estudio de la modulación de frecuencia en lo que respecta a la manera de producirla.

LA MODULACION DE FRECUENCIA

Después de haber destacado las ventajas que ofrece el sistema de modulación de la frecuencia de la portadora para la calidad de la señal de audio obtenida en el receptor, debemos estudiar la manera de obtener esa forma de modulación, sus particularidades, los circuitos que se emplean habitualmente y las normas que se han adoptado para usar tal sistema.

En todo sistema de modulación hay que fijar de alguna manera en la onda portadora las características completas de la señal de audio, de tal modo que ésta pueda ser reproducida al llegar esa portadora modificada al receptor. Entonces, si enunciamos las condiciones necesarias para reproducir una onda, sabremos qué es lo que tenemos que hacer.

Una onda se caracteriza por su amplitud, su forma y su frecuencia. Claro que las dos primeras propiedades podrían resumirse en una, porque al conocer la forma de la onda puede fijarse la proporción y de aquí sale la altura en cada punto. Entonces, podríamos referirnos a dos condiciones: amplitud y frecuencia, que permiten reproducir una onda cualquiera. Veamos separadamente cómo se logra imprimir esas dos particularidades de la señal de audio en la portadora, con el sistema de modulación de frecuencia.

Amplitud de audio

Hemos dicho que si conocemos la amplitud de la señal en cada instante de un ciclo, podemos reproducir la forma de onda, de modo que podemos hacer la explicación refiriéndonos a una onda senoidal pura, ya que si la señal de audio no tuviera esa forma nos resultaría sencillo adaptar el caso a una forma de onda cualquiera.

Ahora podemos pasar a la figura 22, donde vemos tres ondas. La superior es una señal de audio, de forma senoidal, de la cual se ha dibujado un solo ciclo, pues lo que ocurre en los demás ciclos es igual a lo que diremos para el ilustrado. En segundo término, parte central del gráfico, aparece una señal de mayor frecuencia, que es la señal de RF o portadora. Es evidente que la cantidad de ciclos que se ha dibujado, en relación con un ciclo de audio, es muy reducida, pero si guardáramos la proporción correcta, en la de RF sólo veríamos rayitas verticales arrimadas entre sí. En efecto, las portadoras en FM tienen frecuencias del orden de los 100 MHz o sea unas cien mil veces mayores que una frecuencia de audio de 10.000 Hz, tomada como ejemplo. Pero la simplificación del gráfico ni impedirá su comprensión, sino que la facilitará.

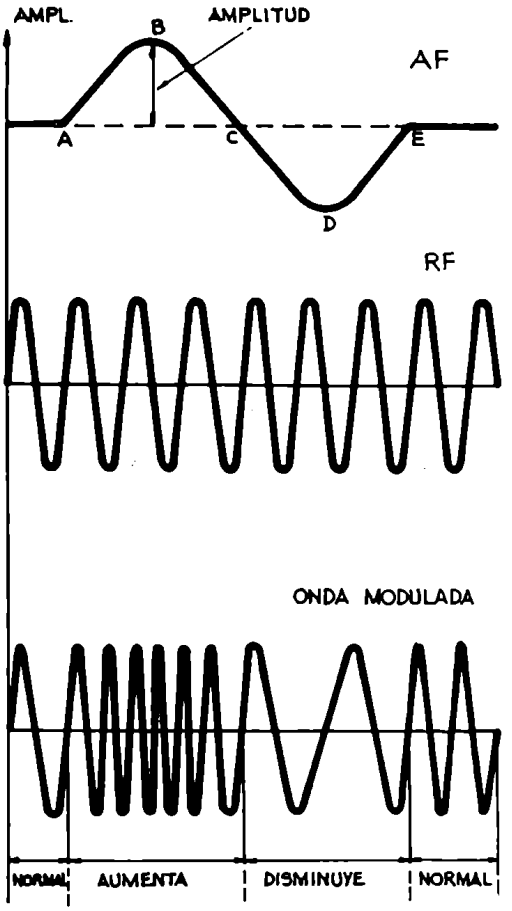


Fig. 22.- Una onda de audio altera la frecuencia de una de RF para producir la modulación de frecuencia.

Bien, imaginemos que por algún procedimiento de circuito, al llegar la portadora al instante *A* de la onda de audio le empezamos a aumentar la frecuencia en forma proporcional a la amplitud de audio; ese aumento de frecuencia será máximo para el punto *B*, luego comenzará a disminuir hasta llegar al punto *C* donde tendremos en la portadora otra vez su frecuencia normal. Luego, cuando comienza el semiciclo negativo de la onda de audio disminuimos la frecuencia de la portadora proporcionalmente a las amplitudes de la onda de audio, disminución que será máxima para el punto *D* y que después del mismo irá reduciéndose hasta que al llegar el punto *E* se anula y la portadora tiene nuevamente su frecuencia normal. Esto es lo que representa el gráfico inferior de la figura 22, o sea la onda modulada en frecuencia.

Las modificaciones operadas en la duración de los ciclos de la portadora se cumplen según la forma de onda de la señal de audio y seguirán una ley senoidal, si la onda de audio lo es, o una ley que responde a la curva que tenga en ese instante la onda de audio. Pero es importante destacar que a señales de audio de amplitud reducida, corresponden apartamientos de frecuencia en la portadora de escaso valor y que cuando la señal de audio es de amplitud considerable, los apartamientos de frecuencia en la portadora serán grandes. Y así tenemos ya logrado uno de los dos factores que caracterizan a la onda: su amplitud.

Frecuencia de audio

Veamos ahora cómo queda impresa en la portadora la frecuencia de la onda de audio en el proceso de modulación que estamos estudiando. La figura 23 nos va a ayudar a comprenderlo.

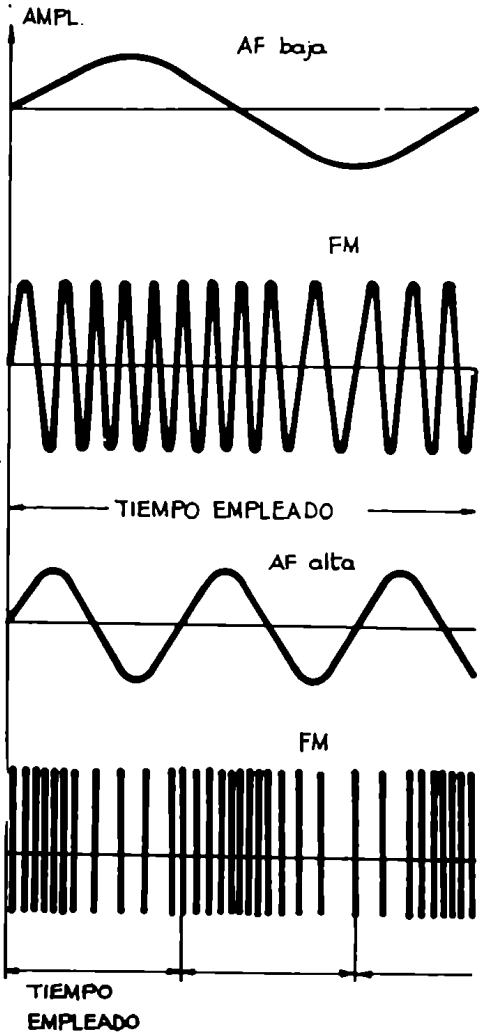


Fig. 23.- La velocidad de alteración de la frecuencia de la portadora depende de la frecuencia de la señal de audio.

Vemos allí cuatro gráficos; el primero es una señal de audio de frecuencia baja, o sea que un ciclo dura un tiempo grande. El segundo gráfico es la portadora modulada con esa onda de audio de frecuencia baja. Para modular todo ese ciclo se tarda un tiempo que se ha marcado en la figura, en el segundo gráfico.

Tomemos ahora una señal de audio de frecuencia mayor que la otra, o sea una AF alta, que dibujamos en el tercer gráfico. El cuarto gráfico da la portadora modulada con esta segunda señal de AF. Notamos de inmediato que el tiempo que tarda para modular cada ciclo de audio es mucho menor que antes, pues es fácil ver que mientras se moduló la AF baja se han podido modular casi tres ciclos de la AF alta.

De esto sacamos una importante conclusión: en el proceso de la modulación de frecuencia, la frecuencia de la señal de audio está vinculada a la velocidad con que se hace la alteración de frecuencia de la portadora, o sea al número de veces por segundo que ocurre tal alteración. Precisamente, este número de veces por segundo es la frecuencia de la señal de audio. Por ejemplo, si la señal de audio es de 100 Hz, al modular en frecuencia una portadora estaremos modificando su frecuencia según el proceso visto en la figura 22, pero ello ocurrirá 100 veces por segundo; no importa que la alteración de frecuencia sea grande o chica, pues ello depende de la amplitud de audio, en todos los casos eso sucederá 100 veces por segundo. Y si la frecuencia de la señal de audio tiene otro valor, esa cifra será la cantidad de veces por segundo en que se producirá el fenómeno explicado en la figura 22.

Aquí podemos hacer otra importante consideración de índole comparativa entre la modulación de amplitud y la de frecuencia. En la MA, las bandas laterales se apartaban de la portadora hasta un límite, dado por el ancho del canal y al mismo tiempo ese límite daba la máxima frecuencia de audio que era posible transmitir. O sea que con un canal de 10 KHz de ancho, el apartamiento máximo de las bandas laterales con respecto a la portadora es de 5 KHz, o sea 5.000 Hz, ésta será la máxima frecuencia de audio. En la FM, en cambio, la frecuencia de audio está dada por la velocidad con que se altera la frecuencia de la portadora; luego, si queremos transmitir frecuencias de audio más altas, tendremos un problema de circuito fácil de resolver, pero no necesitamos mayor ancho del canal.

Factores numéricos en la FM

Para armar y calibrar un receptor de FM no se necesitan conocer los factores que mencionaremos, pero los mismos son importantes para fijar las condiciones del servicio. El primer valor o cifra característica a considerar es la *profundidad de modulación*. Para definirla más fácilmente acudiremos a la figura 10 que correspondía a la modulación de amplitud, y diremos que relacionando o dividiendo simplemente la amplitud de audio *i* por la de RF *I* obtenemos la profundidad de modulación *m*:

$$m = \frac{i}{I}$$

Este cociente da siempre una cifra decimal, porque la amplitud de audio no puede superar a la de RF porque, como surge de la figura 10, se produciría un achatamiento de la onda y eso significa distorsión. Es común multiplicar el cociente que da *m* por 100 para tener la cifra en %; así se habla de una profundidad de modulación de 70%, por ejemplo.

En la modulación de frecuencia también se determina la profundidad de modulación, pero en este caso se divide la alteración de frecuencia de la portadora por la frecuencia central de la misma. Por ejemplo, si en el gráfico inferior de la figura 22 la frecuencia normal o central de la portadora es F y alteramos esa cifra aumentándola hasta un valor F_1 (que corresponderá al punto B) y disminuyéndola hasta una cifra F_2 (para el punto D), la profundidad de modulación se obtiene dividiendo el apartamiento de frecuencia por la frecuencia central; ese apartamiento puede calcularse restando $(F_1 - F)$ ó también $(F - F_2)$; tomando uno cualquiera, ya que son iguales:

$$m = \frac{F_1 - F}{F}$$

Pero en modulación de frecuencia hay otra cifra característica que debe ser considerada y que no aparecía en la modulación de amplitud. Se llama *índice de modulación* y se calcula dividiendo la desviación de frecuencia de la portadora por la frecuencia de la señal de audio; suele asignarse la letra griega *beta*, y si la frecuencia de audio es f, tenemos:

$$\beta = \frac{F_1 - F}{f}$$

Y ahora vamos a considerar un detalle muy importante que surge de la relación antes fijada. Supongamos que tenemos una señal de audio que produce una desviación de frecuencia en la portadora, de acuerdo con su amplitud, de 50 KHz; no importa qué frecuencia tenga esa señal de audio, la amplitud que tiene ocasionará una desviación de 50 KHz en la frecuencia de la portadora. Pero supongamos ahora que la frecuencia de esa señal de audio es en un instante dado de 50 Hz y luego pasa a ser de 2.000 Hz, cosa perfectamente posible en un programa musical. Calculemos el índice de modulación para los dos casos; para cuando la frecuencia es 50 Hz ese índice se determina dividiendo el apartamiento de frecuencia (50 KHz) por la frecuencia de audio (50 Hz):

$$\beta = \frac{50.000}{50} = 1.000$$

Y en el segundo caso, para la frecuencia de audio de 2.000 Hz, se tiene:

$$\beta = \frac{50.000}{2.000} = 25$$

De este ejemplo sacamos muy interesantes conclusiones, puesto que el índice de modulación es una cifra variable y disminuye al aumentar la frecuencia de audio. Por esta razón y para uniformar ese índice, en los transmisores de FM se aumenta la ganancia de audio para las frecuencias altas, proceso que se llama *pre-énfasis* o *pre-acentuación*. En el receptor debe ser corregida esa operación con un proceso inverso que se llama *de-énfasis*. Pero la mencionada no es la única razón para producir el pre-énfasis; veremos adelante que los ruido residuales presentes en la onda modulada se reducen también mediante ese proceso. Y habiendo dos ventajas, no cabe duda de que su adopción es indiscutible.

El canal utilizado en FM

Si recordamos la figura 16 tendremos presente que siempre que se mezclan señales de frecuencias diferentes aparecen otras señales cuyas frecuencias son la suma y la diferencia de las primitivas, además de otros resultados que no hemos tenido en cuenta. En la FM también hay dos señales de frecuencias diferentes: la de RF y la de AF, de modo que aparecerán laterales a ambos lados de la portadora y como la señal de audio tiene frecuencia cambiante, esas laterales formarán *bandas* a los costados de la portadora.

Por el cuadro que dimos al final del capítulo anterior sabemos que los canales de FM ocupan un ancho de 200 KHz, y eso es lo que nos muestra la figura 24. Pero ese canal no está totalmente ocupado por las bandas laterales, pues los acuerdos internacionales han fijado condiciones para que el servicio se cumpla con eficacia. Así, se ha establecido que los apartamientos de frecuencia de la portadora sean como máximo de 75 KHz, lo que deja una franja vacía en cada borde del canal de 25 KHz y hay seguridad de que no se producirán interferencias.

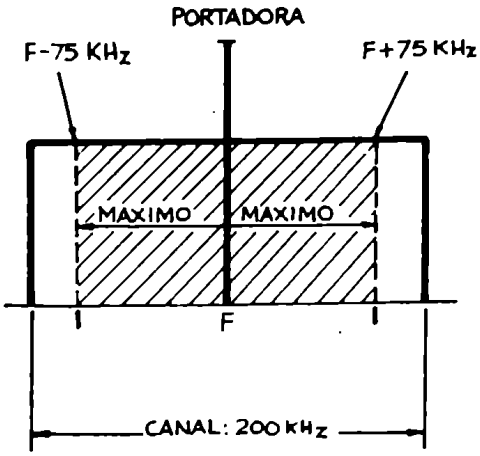


Fig. 24.- Características del canal de FM.

Aquí cabe mencionar que las señales de televisión llevan el sonido con modulación de frecuencia, pero como en ese caso la atención del usuario está concentrada principalmente en la imagen, la calidad del sonido no necesita ser tan perfecta. Por ello, las bandas laterales de sonido en la TV son de 25 KHz en las normas americanas; en las europeas esa cifra se extiende hasta los 50 KHz.

Es interesante mencionar las cifras resultantes de la limitación del canal de FM a 150 KHz de ancho total dentro de los 200 KHz reservados para el mismo. La gama sonora con que puede modularse al 100% llega hasta los 12.000 Hz y la frecuencia máxima de audio utilizada, que es de 15.000 Hz se transmite con el 60% de la amplitud máxima. Esto está considerado en la práctica como aceptable, pues en el sistema de modulación de amplitud la máxima frecuencia de audio era, recordémoslo, de 5.000 Hz. En FM

tenemos una gama de audio que abarca desde los 30 hasta los 15.000 Hz, con una caída aceptable de ganancia entre 12.000 y 15.000 Hz. Como los amplificadores de audio modernos tienen correctores de amplificación, con sólo avanzar un poco el control de agudos se compensa esa ligera caída de ganancia.

Y así, con estas explicaciones, hemos vuelto a demostrar la ventaja de la FM sobre la AM en lo que a calidad de sonido se refiere; y como teníamos también la ventaja de la eliminación casi completa de los ruidos, tema que nos volverá a ocupar un poco más adelante, resulta innecesario insistir sobre el particular.

El efecto de reactancia

Ya sabemos qué es lo que se quiere lograr mediante la FM, es decir que hay que producir alteraciones en la frecuencia de una onda portadora que sean concordantes con la amplitud de la señal de audio. Para estudiar el procedimiento a emplear tenemos que repasar antes algunas particularidades de la corriente alterna, especialmente lo que se refiere a los efectos que se producen en los circuitos que ella recorre cuando encuentra resistores, capacitores e inductores o bobinas. No podemos en este libro hacer un estudio completo de tales temas, de modo que suponemos que el lector conoce la fenomenología y repasaremos aquello que necesitamos.

La figura 25 nos presenta los tres casos típicos de circuitos elementales de corriente alterna. En todos los casos se aplica al circuito una tensión alterna de la misma amplitud y frecuencia y circulará una corriente alterna. La tensión la llamamos *E* y la corriente *I*.

Si en el circuito hay solamente un resistor *R*, la corriente alterna circulante estará en fase con la tensión aplicada, o sea que sus máximos y sus ceros se producen al mismo tiempo. No interesa por el momento determinar el valor de la intensidad de corriente, pero sabemos que para hacerlo no hay más que dividir el valor de la tensión por el de la resistencia.

Si observamos el segundo circuito, aparece allí una bobina *L* y sabemos que por el efecto de la autoinducción la corriente presenta un defasaje de un cuarto de ciclo en atraso con respecto a la tensión. Esto quiere decir que los máximos de la tensión se producen antes que los de la corriente y precisamente un cuarto de ciclo; si ese defasaje lo queremos medir en grados de giro del vector representativo, como la

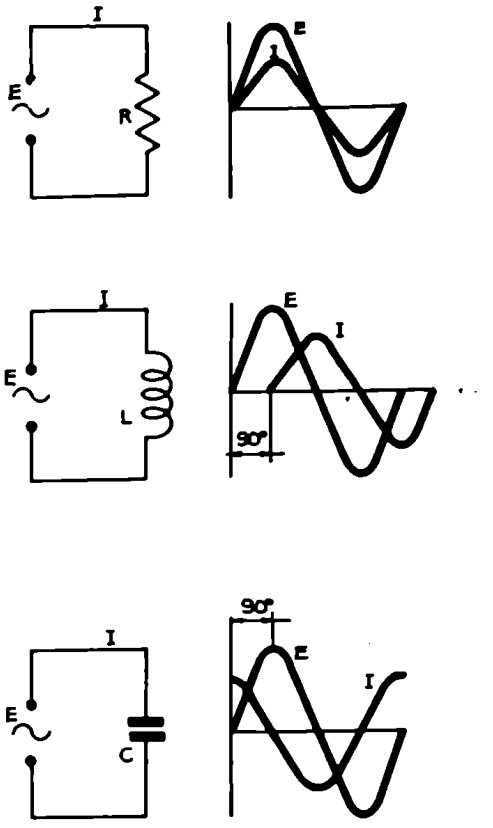


Fig. 25.- Circuitos básicos en corriente alternada, con inclusión de un resistor, un inductor y un capacitor.

senoide completa ocupa 360° ese cuarto de ciclo son 90°.

Y el tercer caso es el circuito inferior, donde se ha insertado un capacitor *C*. Aquí la corriente está defasada también en un cuarto de ciclo con respecto a la tensión, pero está adelantada, o sea que sus máximos se producen antes que los de la tensión.

Ahora podemos hacer una importante reflexión: si un circuito que contiene elementos, no importa cuales sean, se comporta de tal manera que la corriente alternada que absorbe está en fase con la tensión aplicada, diremos que ese circuito es de carácter resistivo. Si la corriente absorbida atrasa un cuarto de ciclo con respecto a la tensión aplicada, diremos que es de carácter inductivo y, finalmente, si la corriente adelanta un cuarto de ciclo con respecto a la tensión, se trata de un circuito de carácter capacitivo. Esto es muy importante para el tema que estamos tratando, porque precisamente usaremos una válvula que se comportará como un inductor o como un capa-

citor y, dado que el efecto de estos dos elementos en los circuitos toma el nombre de *reactancia*, esa válvula, en esa función especial, se

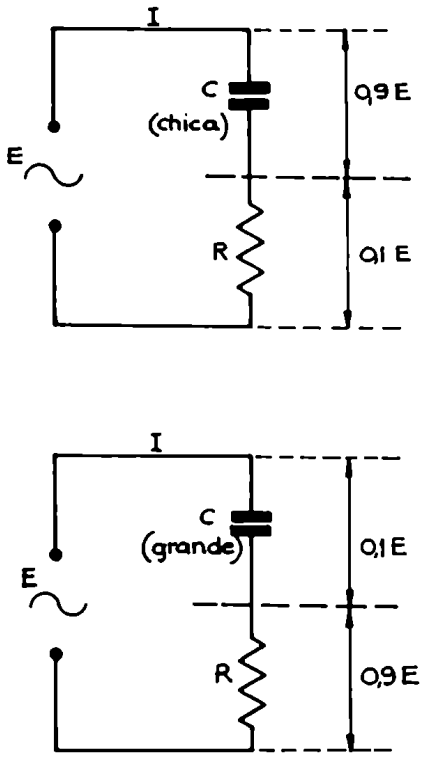


Fig. 26.- La tensión aplicada se reparte en forma que depende del grandor de las impedancias parciales.

llamará *válvula* de *reactancia*. Claro, en un caso será una reactancia inductiva y en otro una reactancia capacitiva.

Veamos ahora otra particularidad de los circuitos de corriente alterna. En la figura 26 tenemos dos circuitos muy parecidos. Ambos tienen un capacitor en serie con un resistor y al conjunto se aplica una tensión alterna *E*. La diferencia está está en los valores relativos de *R* y *C*. En el esquema superior *C* es un capacitor de muy pequeña capacidad y en el de abajo, al contrario, se trata de un capacitor de alta capacidad. Veamos lo que ocurre.

La impedancia de un capacitor está en relación inversa con su capacidad, es decir que un capacitor de baja capacidad deja pasar una corriente reducida y uno grande deja pasar una corriente mayor; todo esto es válido para la corriente alternada y salvada una circunstancia de que se admite la circulación de corriente en los circuitos con capacitores en forma convencional. De lo dicho sacamos la conclusión que un capacitor pequeño, por tener alta impedancia, provocará una caída de tensión grande en el circuito y viceversa, un capcitor grande provocará una caída pequeña.

Volviendo ahora a los circuitos de la figura 26, tomemos el superior. En el capacitor *C* que es de baja capacidad, o sea de alta impedancia, quedará la mayor parte de la tensión *E* del circuito. Por el momento suponemos que el 90% de la tensión queda en *C* y el 10% queda en el resistor *R*. Aclaremos que las tensiones en alterna no se pueden sumar en forma directa porque debe tenerse en cuanta la fase, pero para lo que queremos explicar ahora no molesta la suposición antedicha. En el circuito inferior, con *C* grande y baja impedancia, la mayor parte de la tensión queda en R y sólo un 10% queda en los bornes del capacitor *C*. También aquí es válida la aclaración anterior. Y todavía tenemos que hacer otra aclaración: hemos hablado de impedancia alta o baja y debemos destacar que esos valores se refieren a una comparación con el valor de resistencia del resistor *R*; por ejemplo, en el circuito de arriba la impedancia de *C* será unas diez veces mayor que la resistencia *R* y en el circuito inferior pasará al revés. E insistimos en que en estas cifras estamos dejando de lado la consideración sobre sumas y restas directas, que no se realizan cuando hay defasajes.

La válvula de reactancia

Las consideraciones sobre el efecto de reactancia en los circuitos de corriente alterna nos permitirán estudiar el comportamiento de una válvula que, realizando una función especial, permite producir la modulación de frecuencia en una portadora. Será necesario aplicar principios básicos de la corriente alterna y recomendamos prestar especial atención al proceso.

El circuito básico se ve en la figura 27; una válvula *V* recibe la tensión de alimentación *E* y su placa toma la corriente *I*. Entre la placa y el cátodo hay una serie formada por el capacitor *C* de capacidad pequeña y un resistor *R*, dimensionados ambos de tal manera que de la tensión total que hay entre placa y cátodo la mayor parte queda entre extremos de *C* (recordar figura 26 superior). La tensión en *R* es la tensión de grilla. Sabemos además que en una válvula la tensión de grilla y la corriente de placa están en fase, porque cuando la señal alterna aplicada a la grilla tiene su semiciclo positivo, se reduce la polarización y la corriente de placa aumenta, o

sea que también tiene su semiciclo positivo de señal.

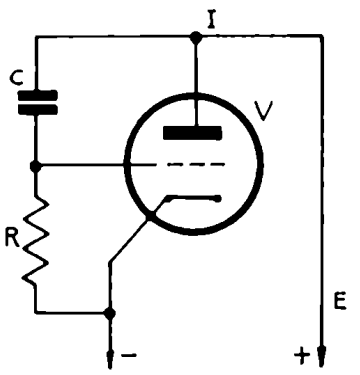


Fig. 27.- Principio de funcionamiento como reactancia capacitiva de una válvula.

Ahora bien, por lo que explicamos en la figura 25, gráfico inferior, la tensión entre bornes de un capacitor está defasada en atraso 90° con respecto a la corriente, mientras que la tensión entre extremos de un resistor (gráfico superior, figura 25) está en fase con la corriente. En consecuencia, la tensión en C, figura 27 estará defasada 90° con respecto a la tensión en R. Pero, la tensión en R es la tensión de grilla y está en fase con la corriente de placa; en tanto, la tensión en C es casi toda la tensión de señal de placa y al estar defasada 90° de la tensión en R lo estará también con respecto a la corriente de placa. En resumen, y esto es muy importante, en el montaje de la figura 27 la corriente de placa está defasada de 90° en adelanto o sea un cuarto de ciclo en adelanto con respecto a la tensión de placa; puntualicemos que nos estamos refiriendo a tensiones y corrientes alternas, o sea a la señal presente en grilla y en placa, que por ahora no hemos dicho cual es y de dónde viene. Y entonces, la válvula V trabaja como el circuito inferior de la figura 25 y equivale a un capacitor, o mejor aun, a una reactancia capacitiva; de ahí el nombre de *válvula de reactancia* que se le ha dado.

El efecto de reactancia de la válvula, ¿es fijo o variable? –Como la corriente en el circuito inferior de la figura 25 depende de la tensión y de la reactancia del capacitor, lo mismo ocurrirá en el caso de la figura 27; pero ahora tenemos que la corriente depende de la tensión de grilla y entonces la válvula es una *capacidad variable*, ya que basta que sea variable la tensión aplicada a la grilla para que varíe la corriente de placa y con ello la reactancia a que equivale la válvula.

Y la conclusión es sumamente interesante, puesto que si aplicamos esta válvula a un circuito sintonizado de un oscilador, produciremos variaciones en la frecuencia del oscilador por el simple procedimiento de variar la tensión en grilla de la válvula. Pero, ¿no estamos produciendo ya la modulación de frecuencia? –Veamos.

El circuito de la figura 28 es un poco más complejo que el anterior. Tenemos allí la válvula de reactancia V_1 que está conectada en forma similar a la que ya explicamos, sólo que tiene aplicada a su grilla la señal de audio, si bien en los circuitos reales ello no se puede hacer de manera tan directa y simple. En el circuito de placa de esta válvula aparece el tanque de un oscilador L_1 C_1 que forma parte también del circuito tanque de grilla de la válvula oscilador V_2. Mientras no haya señal de audio en la grilla de V_1 el oscilador V_2 trabaja normalmente y produce una señal de RF de frecuencia y amplitud constante. En su placa se recoge esa señal para enviarla a los amplificadores y de ahí a la antena; es una simple portadora sin modular. Pero en cuanto se aplica la señal de audio a V_1 se produce el fenómeno antes explicado, esta válvula trabaja como capacitor variable y como está derivada sobre el circuito tanque del oscilador, la frecuencia de la señal de RF generada se alterará.

Ahora viene la pregunta lógica: ¿De qué depende la variación de frecuencia producida? –La respuesta es evidente. El efecto de reactancia de la válvula depende de la variación de su corriente de placa y ésta varía proporcionalmente a la amplitud de la tensión de grilla. Luego las variaciones de frecuencia que se están produciendo en el oscilador V_2 dependen en forma directa de las amplitudes de la señal de grilla de V_1, es decir, de la amplitud de la señal de audio. Y bien, hemos producido la modulación de frecuencia.

La reactancia inductiva

Hemos visto a una válvula trabajar como una reactancia capacitiva, o sea que su función se equipara en cierto modo a la de un capacitor. También puede lograrse el mismo efecto pero produciendo un atraso de un cuarto de ciclo en la corriente con respecto a la tensión, en lugar del adelanto que originó en la figura 27. Para conocer el procedimiento veamos la figura 29, donde la válvula V trabaja también como una reactancia, pero diferente.

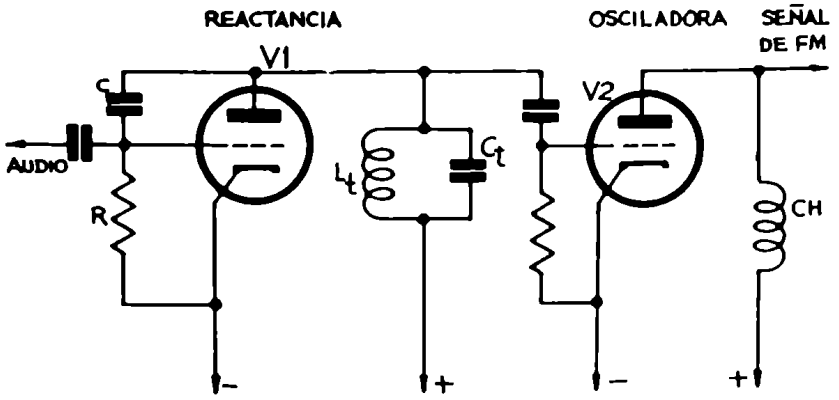


Fig. 28.- Circuito básico para modular en frecuencia una señal de RF mediante una válvula de reactancia.

El circuito es parecido al de la figura 27 pero se han invertido las posiciones de R y C y además, en vez de darles valores según el gráfico superior de la figura 26 los dimensionamos según el gráfico inferior de esa figura. O sea que C tiene un valor grande y por ende su impedancia es chica con respecto a R. Para polarizar la grilla aparece otro resistor R_1. Las proporciones entre R y C traen como consecuencia que casi toda la tensión entre placa y cátodo, que es la señal de placa, quede en R y muy poca en C. Además, por ser R una resistencia pura, la corriente que la recorre está en fase con la tensión entre sus extremos. En cambio, la corriente en C adelanta 90° con respecto a la tensión presente, que es la tensión de placa ya que en R tenemos casi toda la tensión de placa.

Ahora apliquemos tensión de señal a la grilla; la corriente de placa de la válvula variará en fase con dicha señal pero quedará en atraso de 90° con respecto a la corriente en C puesto que esta última adelantaba 90° con respecto a la tensión de placa. En consecuencia, la corriente anódica atrasa 90° con respecto a la tensión de placa y ello corresponde al gráfico central de la figura 25, o sea que en este montaje la válvula equivale a una reactancia inductiva o sea a una bobina. Si la tensión aplicada a la grilla es la señal de audio, la corriente de placa variará en concordancia con las amplitudes de la señal de audio y entonces la válvula se comporta como una inductancia variable. Es evidente que si la derivamos sobre el circuito tanque del oscilador, como hacíamos en la figura 28, se producirá también la modulación de frecuencia, sólo que en lugar de ser un efecto de capacidad variable, en este caso es por inductancia variable. Las particularidades del circuito modulador con inductancia variable no difieren mucho de lo visto para la figura 28.

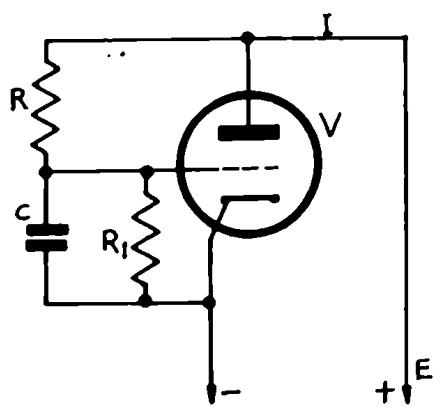


Fig. 29.- Principio de funcionamiento de una válvula como reactancia inductiva.

Otros métodos para modulación de frecuencia

La válvula de reactancia no es el único procedimiento por el cual se puede lograr la modulación de frecuencia en una portadora, pero es el más simple y comprensible. Lógicamente, los fabricantes de transmisores para FM no se preocupan de la simplicidad de las explicaciones sobre el funcionamiento y han diseñado distintos circuitos para producir tal tipo de modulación. Pero el objeto de este libro es explicar la FM y posibilitar al lector la realización de un receptor y no de un transmisor, de modo que haremos una mención de algunos de los métodos utilizados, a título ilustrativo.

Uno de esos métodos es el llamado modulador de Armstrong. Esencialmente consiste en efectuar la modulación de frecuencia en una frecuencia baja de portadora y a muy baja po-

tencia. Luego se multiplica la frecuencia básica hasta llegar a la cifra que corresponda al canal de emisión y se amplifica para llegar a la potencia requerida. El principio utilizado es modular en amplitud a una portadora y luego mezclar las bandas laterales que están defasadas. La portadora, a la cual se le provoca un defasaje de 90°, y esas bandas laterales se envían a un modulador balanceado que produce una señal modulada en fase y sabemos que esos defasajes son concordantes con la amplitud de la señal de audio; luego se produce la modulación de frecuencia que se busca. Los circuitos completos del sistema son muy complejos y carecen de interés para el objetivo de este libro.

Otro sistema se basa en el empleo de una válvula especial denominada *Phasitron*. Esta válvula, diseñada por la General Electric especialmente para este objeto, tiene la particularidad de estar sumergida en un campo magnético, el cual modula un haz electrónico interno con la señal de audio presente en la bobina generadora de tal campo. El costo de tal válvula hizo que pronto desapareciera del mercado y actualmente los emisores de FM utilizan algunos de los otros métodos mencionados.

Un método moderno se basa en el uso de un diodo *varactor* o *varicap*. Veamos este sistema pues es muy interesante. En los semiconductores hay una juntura PN que presenta un enfrentamiento de cargas de signos contrarios, cosa que suponemos que el lector sabe o que puede leer en cualquier libro sobre semiconductores o transistores. El estado de cargas depende del potencial que se aplique a esa juntura, de modo que mediante una tensión externa se puede alterar el estado de cargas de la juntura PN. Y tal juntura se asemeja en cierto modo a un capacitor, en cuyas placas se produce también ese enfrentamiento de cargas. Ahora bien, en un capacitor, para variar el estado de cargas debemos variar la capacidad pero en un

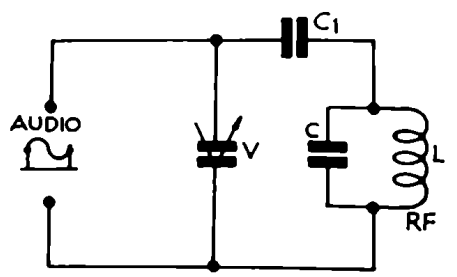


Fig. 30.- Un diodo varicap usado para producir modulación de frecuencia.

diodo sólido, eso lo podemos lograr mediante tensiones externas que actúen sobre la barrera de potencial interna. Luego, basado en este hecho la industria ha construido diodos que presentan capacidad, la cual puede ser variada alterando la tensión entre terminales y son los que hemos mencionado.

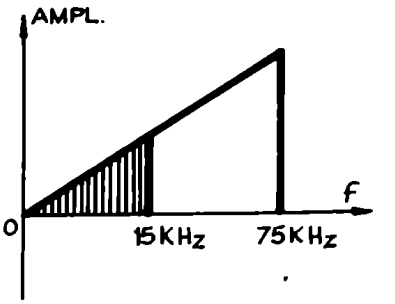


Fig. 31.- Ganancia de audio en una banda lateral del canal de FM.

Veamos ahora el circuito de la figura 30, donde aparece un diodo varicap V derivado sobre el tanque de un oscilador de RF; el capacitor C_1 aisla la tensión continua básica que se aplica al diodo. Si aplicamos al diodo una tensión de audio montada sobre una continua básica, se producirán variaciones de la tensión entre placas en concordancia con la amplitud instantánea de la señal de audio. Como ese diodo varía su capacidad según la tensión entre placas, y el diodo está derivado sobre el tanque del oscilador, tendremos que la frecuencia de tal oscilador será alterada en concordancia con la amplitud de la tensión de audio. Se producirá así la modulación de frecuencia.

Acción de pre-énfasis

Hemos hablado ya de que el índice de modulación en FM decrece con el aumento de la frecuencia de la señal de audio y que por ese motivo se modifica la ganancia en el emisor haciéndola mayor para altas frecuencias de audio. Esto significa que en el receptor, la señal detectada tendrá mayor amplitud a medida que es mayor la frecuencia de audio. El gráfico de la figura 31 nos muestra este efecto y vemos que la amplitud obtenida en la demodulación es creciente con la frecuencia de audio. Se muestra allí sólo un costado del canal desde el centro hasta el ancho normal de 75 KHz.

Pero ocurre que se produce otro fenómeno y es favorable a la recepción; en efecto, los ruidos

residuales presentes en la recepción están distribuidos únicamente dentro de la zona limitada a 15 KHz que es el límite audible, mientras que

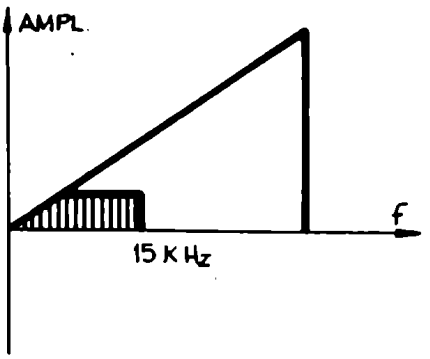


Fig. 32.- Mediante el pre-énfasis, la zona de ruidos se reduce más todavía.

la señal de audio excursiona a lo largo de toda la zona de 75 KHz. Esto hace que la ganancia sobre los ruidos sea mucho menor que la que opera sobre la señal limpia de audio, mejorando notablemente la relación señal-ruido.

Ahora bien, al introducir en el emisor el pre-énfasis, se amplifica la señal en grado creciente con la frecuencia, pero ese efecto no obra sobre los ruidos, de modo que el gráfico de la figura 31 debe modificarse en la forma como se ve en la figura 32. La zona rayada, que corresponde a los ruidos, se ha reducido aún más. Y todavía tenemos que recordar que, mediante los limitadores de amplitud que se colocan en el receptor, y que estudiaremos más adelante, suprimimos todos los ruidos que producirían

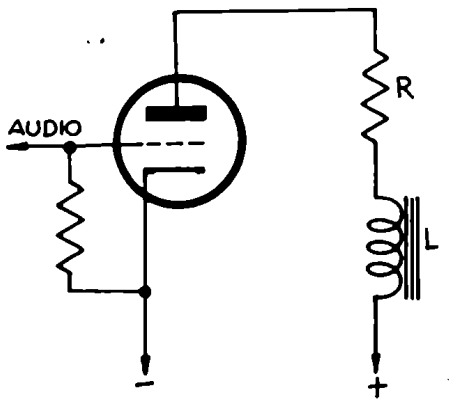


Fig. 33.- Circuito básico para producir el efecto de pre-énfasis.

modulación de amplitud sobre las crestas de audio, de modo que el problema ruidos en FM ha pasado a carecer de importancia.

Veamos ahora cómo se puede producir el pre-énfasis en el emisor de FM. La figura 33 nos muestra una válvula que forma parte del amplificador de la señal de audio que usaremos para modular la portadora. En el circuito de placa de la misma hay un conjunto resistor y bobina; la bobina tiene la particularidad que tiene una impedancia que aumenta con la frecuencia, luego, si la señal de audio es de frecuencia mayor, aumentará la impedancia de L y con ello la carga de placa de la válvula; este aumento se traduce en un incremento de la ganancia de la etapa, luego, la salida de audio de nuestro amplificador será mayor a medida que la señal de audio tenga más frecuencia, siendo la amplitud de entrada constante.

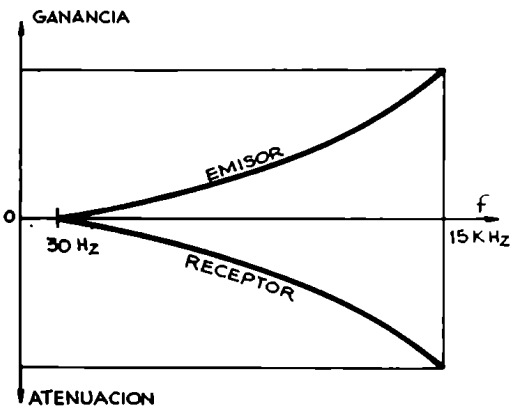


Fig. 34.- Gráfica de la modificación de ganancia en la señal de audio por medio del pre-énfasis y la atenuación mediante el de-énfasis.

Claro que, en el receptor, debemos producir un proceso inverso, es decir provocar una atenuación de la ganancia al crecer la frecuencia de audio. Si hacemos un gráfico con el efecto del pre-énfasis en el emisor y del de-énfasis en el receptor, tendremos lo que muestra la figura 34. La gama de audio va desde los 30 Hz hasta los 15 KHz. La ganancia que produce el pre-énfasis se muestra en la curva superior del gráfico; en el receptor debemos producir una atenuación simétrica, dada por la curva inferior, mediante el de-énfasis. Este último será estudiado al ocuparnos de la recepción de señales de FM.

Día 4

Una vez que sabemos cómo se puede modular a una onda portadora alterando su frecuencia, debemos ocuparnos de la manera cómo se puede volver atrás el proceso, es decir que queremos saber cómo se extrae la señal modulante de la portadora. Como el primer proceso se llama modulación, el segundo se deberá llamar demodulación. Con el conocimiento de ambos ya tenemos el mecanismo para estudiar al receptor completo, pero como debemos proceder ordenadamente, destinaremos la presente jornada al estudio de la demodulación. Claro, se mencionará primero la demodulación de señales de modulación de amplitud, por ser más conocida y más simple y recién después pasaremos a la demodulación de señales moduladas en frecuencia. Y como hay varios sistemas o circuitos adecuados para realizar el proceso, deberemos ocuparnos de los más usados de ellos. El lector que quiera encarar los temas de receptores completos debe dedicarse primero a estos capítulos iniciales que le darán la clave del funcionamiento de los equipos que se estudiarán más adelante.

LA DEMODULACION DE SEÑALES DE FM

Una vez que hemos conseguido modular en frecuencia a una portadora, es decir inyectarle la señal de audio en la forma cómo se estudió en el capítulo anterior, podemos emitir esa onda de FM al espacio y será captada por los receptores que la sintonicen. En un receptor la señal captada será amplificada y sometida al proceso común que será estudiado en el capítulo próximo. Pero una vez que tenemos la señal modulada con amplitud suficiente, debemos extraer la señal de audio, para enviarla al parlante, previo paso por un amplificador de audio. Esa extracción es un proceso inverso al de la modulación, por cuya razón se llama *demodulación*.

Esa operación que acabamos de mencionar también debe ser realizada en los receptores para señales de AM o sea moduladas en amplitud. En este caso es común denominar *detección* al proceso de extracción de la señal de audio, pero no hay ningún inconveniente en denominarlo también demodulación, ya que en esencia se trata del mismo problema. Como el repaso del método usado para la demodulación de señales de AM puede ser útil para nuestro estudio, haremos una rápida revisión del mismo.

La demodulación en AM

Si damos una mirada a la figura 10 recordaremos las particularidades de una portadora modulada en amplitud. Se caracteriza por tener una frecuencia constante y una amplitud que varía en concordancia con la frecuencia y forma de onda de la señal de audio que se inyectó. Si imaginamos por un momento que cortamos el gráfico ese por la mitad, a lo largo del eje horizontal y nos quedamos con la mitad superior, surge de inmediato la idea para extraer la señal de audio, pues ella queda dibujada por la línea de puntos que sigue las crestas superiores. Veamos el proceso a realizar.

Para cortar la mitad del gráfico lo más simple es utilizar un diodo rectificador que sólo deje pasar los medios ciclos positivos de la señal de RF. Eso es lo que hacemos mediante el circuito de la figura 35, con la aclaración que antes se empleaba una válvula diodo para ese objeto pero que hoy día se prefieren los diodos sólidos por razones obvias. La señal de RF modulada aparece en el primario del transformador de FI, y le hemos puesto el nombre de AM para recordar que es modulada en amplitud. El diodo sólido *D* sólo deja circular, por el circuito cerrado que forman el secundario del transformador,

el diodo y el resistor R, los semiciclos positivos de la señal, algo así como los impulsos que vemos en la parte superior de la figura 36.

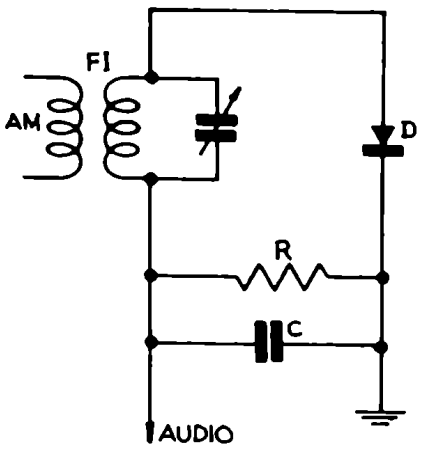


Fig. 35.- Un simple rectificador a diodo es un demodulador para señales AM.

A primera vista parecería que esos pulsos no sirven para nada, pero observemos que en el circuito aparece un capacitor derivado sobre el resistor R, capacitor que llamamos C y que tiene una misión muy importante. Durante los flancos ascendentes de los picos rectificados se carga ese capacitor, por ejemplo según el tramo AB del gráfico inferior. En ese momento desciende bruscamente la tensión que carga al capacitor y por ende éste comienza a descargarse sobre el resistor R según la curva BC. Allí aparece un nuevo pulso de carga y ella se cumple según CD; nueva descarga DE, nueva carga EF, descarga FG, etc. Si pensamos que la cantidad de pulsos o semiciclos es en la práctica mucho mayor que lo que se ha dibujado en la figura 36, nos daremos cuenta que ese gráfico inferior que aparece con la cresta de forma quebrada sería, en la realidad, de cresta continua, y formaría la onda de audio con toda perfección. Y eso es lo que ocurre realmente; el detector de la figura 35 funciona y la señal de audio se toma de los extremos de R.

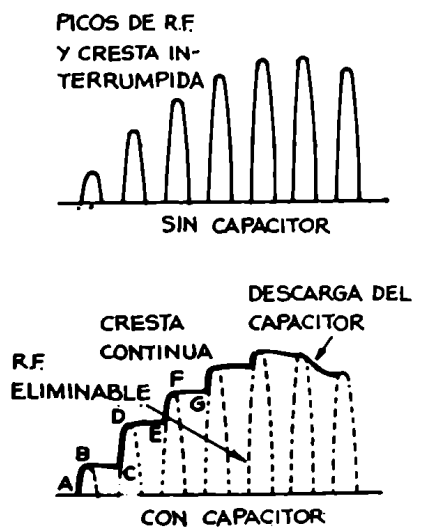


Fig. 36.- Acción enderezadora de la rectificación que produce el capacitor C.

No es el caso de hablar de algunos inconvenientes que presenta este tipo de detección o demodulación por diodo para ondas de AM, pero lo real es que prácticamente todos los millones de receptores de AM del mundo usan este circuito. Su simplicidad hizo que se lo adoptara sin restricciones. Veamos ahora el problema de la demodulación en señales moduladas en frecuencia.

La demodulación en FM

Otra vez debemos mirar una figura de páginas anteriores y esta vez le toca a la figura 22. Observemos allí la curva superior y la resultante inferior. En la superior, onda de audio, tenemos variaciones de amplitud al transcurrir el tiempo y en la inferior tenemos variaciones de frecuencia en esos mismos tiempos. Ambas variaciones son proporcionales, de modo que la modulación de frecuencia consistió en convertir variaciones de amplitud en variaciones de frecuencia, con absoluta proporcionalidad entre ellas.

De acuerdo con tal razonamiento, la demodulación de señales de FM deberá consistir en convertir variaciones de frecuencia en variaciones de amplitud. Logrado esto, habremos recuperado la señal de audio. Podemos hacer un gráfico que exprese tal objetivo y es el de la figura 37. En el eje horizontal tomamos las frecuencias, los aumentos hacia la derecha y las disminuciones hacia la izquierda. En el eje vertical tomamos las amplitudes, hacia arriba las positivas y hacia abajo las negativas. La condición de proporcionalidad que se requiere hace que el gráfico sea una línea recta.

Luego, tenemos que diseñar un circuito que convierta variaciones de frecuencia en variaciones de amplitud, de modo que los aumentos de frecuencia se conviertan en amplitudes positivas y las disminuciones en amplitudes negati-

vas. Ese circuito será apto como demodulador de señales de FM.

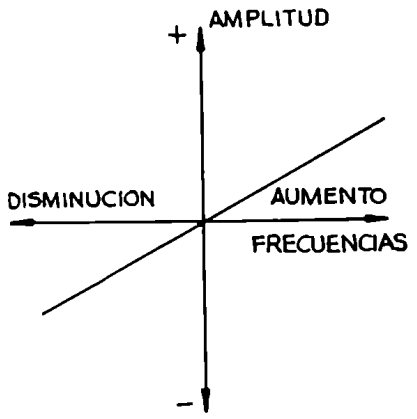


Fig. 37.- Gráfico amplitud-frecuencia que debe resultar de la demodulación en FM.

Se han diseñado varios circuitos que cumplen con la condición antedicha, algunos de los cuales tienen un interés puramente teórico; otro presenta la propiedad de que requiere una válvula especial que se fabricó para ese objeto y con el advenimiento de los semiconductores ese sistema recibió un golpe casi mortal. De todos ellos subsisten dos, que son el discriminador y el detector de relaciones, ambos con variantes circuitales. Describiremos esos dos sistemas y el de la válvula especial, este último porque presenta interés por haberse difundido mucho en los circuitos de sonido de los televisores que funcionan, según sabemos, con señales de FM.

El discriminador

La señal de FM sufre un proceso en el receptor que la amplifica, le rebaja la frecuencia de portadora hasta un valor de 10,7 MHz, le limita la amplitud y finalmente la entrega al demodulador. En el capítulo próximo estudiaremos todos los detalles concernientes a ese tratamiento de la señal; ahora nos interesa únicamente el demodulador. Así llegamos al circuito de la figura 38 en el cual la señal de FM llega a un transformador T sintonizado a la frecuencia f de la portadora en su primario.

El secundario de tal transformador tiene dos mitades, cada una de las cuales tiene derivado un capacitor de sintonía; la mitad superior se sintoniza a una frecuencia mayor que la de la portadora. Tomando una cifra d de unos cuantos Kilociclos, esa frecuencia de sintonía sería $(f + d)$. La mitad inferior se sintoniza a una frecuencia menor que la de portadora $(f - d)$.

Luego vienen en el circuito dos diodos D_1 y D_2 seguidos por dos resistores en serie entre sí y derivados sobre los diodos y dos capacitores conectados de la misma forma. A la derecha hay una leyenda que nos dice que allí sale la señal de audio; luego, este circuito es un demodulador.

Si la señal de RF que llega no está modulada las dos mitades del secundario reciben tensiones iguales y como la desintonía en números es igual en ambas, las tensiones aplicadas a los diodos son iguales en valor pero en oposición de fase. Luego entre extremos de la serie R_1R_2 no habrá tensión alguna de salida. Veamos ahora lo que ocurre si la señal de RF está modulada en frecuencia.

La señal de FM aumenta y disminuye su frecuencia; cuando aumente hasta el valor $(f + d)$ será máxima la tensión en la mitad superior del secundario y cuando disminuya hasta el valor $(f - d)$ será máxima en la mitad inferior. Para otros valores de frecuencia que no sean esos dos en particular, las tensiones en cada mitad del secundario tendrán valores según la curva universal de resonancia, ya que se toman sobre circuitos sintonizados. Dibujemos las curvas de resonancia para ambas mitades del secundario o, lo que es lo mismo, para las tensiones aplicadas

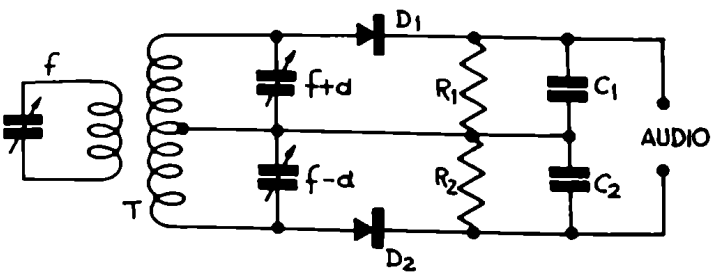


Fig. 38.- Circuito básico de funcionamiento de un discriminador de frecuencia.

a ambos diodos. La figura 39 nos muestra el resultado.

El diodo D_1 está aplicado a un circuito sintonizado a la frecuencia $(f + d)$ luego su pico resultante. Esta curva pasa por el centro de los ejes, porque cuando no hay apartamiento de frecuencias de la portadora no hay tensión de salida, según ya lo dijimos.

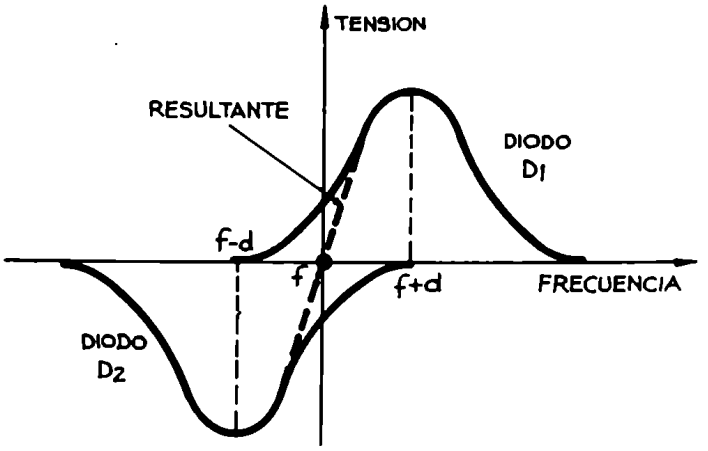


Fig. 39.- Gráfico de tensiones obtenidas en las dos ramas del circuito anterior y de la resultante de las mismas.

de resonancia estará a esa frecuencia; el diodo D_2 está aplicado a un circuito que resuena a la frecuencia $(f - d)$ luego el pico estará a este valor de frecuencia. Pero ambos diodos están en oposición de fase, luego dibujamos una curva de resonancia hacia arriba del eje (D_1) y la otra hacia abajo del eje (D_2). La frecuencia f de la portadora está en el centro del gráfico. La tensión de salida sobre el par de resistores R_1R_2 será la suma de las dos tensiones sobre cada diodo, con su signo en cada instante. Si hacemos las sumas de las alturas de las dos curvas obtenemos la curva punteada que llamamos

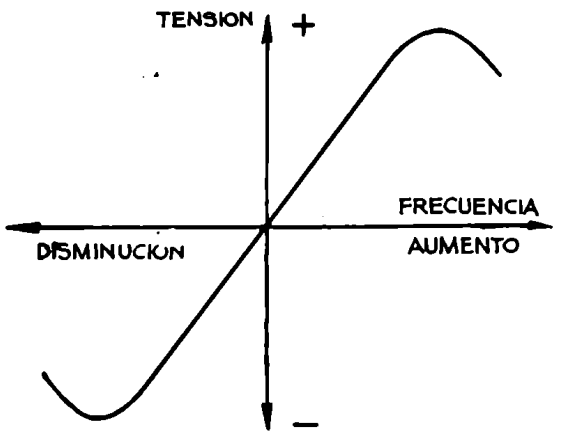


Fig. 40.- Típica curva en S que se obtiene en la demodulación de FM.

Para ver mejor las cosas sacamos a otro gráfico esa curva resultante, dibujando solamente el tramo central, tal como lo vemos en la figura 40. La parte recta de este gráfico responde a la condición fijada en la figura 37, luego la tensión de salida de este circuito es proporcional en cada instante a las variaciones de frecuencia de la portadora, o sea que será lisa y llanamente la señal de audio. Los capacitores que aparecen derivados sobre los resistores a la salida tienen una misión enderezadora que fue explicada para la figura 36.

Hemos logrado la demodulación de señales de FM mediante un circuito al que llamamos *discriminador*. El problema que presenta es la complicación del ajuste, pues se requiere sintonizar las dos mitades del secundario de T a frecuencias distintas a la de portadora y ello puede ser evitado con otros montajes que estudiaremos de inmediato. Pero el circuito discriminador visto nos ha permitido explicar con facilidad el procedimiento, de modo que le asignamos por lo menos un valor didáctico.

El discriminador Foster Seeley

Veamos ahora la figura 41 que se parece bastante a la 38, sólo que aquí el transformador de entrada no tiene su secundario con dos mitades sintonizadas sino que tiene conectado al punto medio de su secundario un capacitor C, que lo

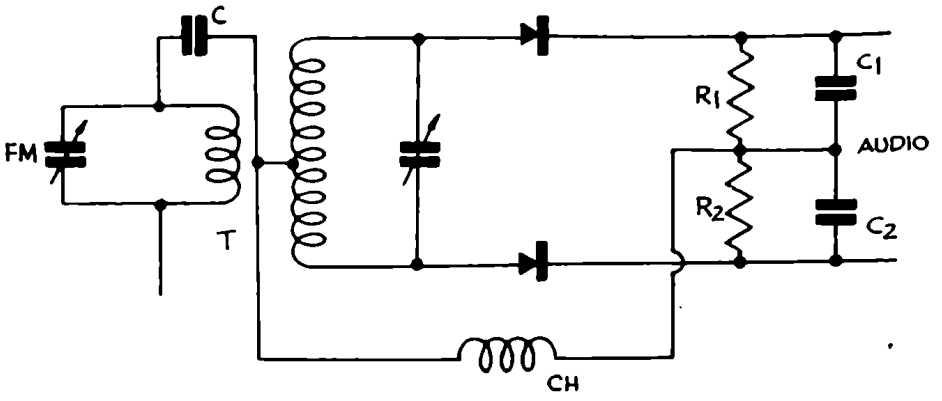


Fig. 41.- Circuito básico del discriminador Foster Seeley.

une al primario. Entre esa derivación y el centro eléctrico del conjunto de salida hay un bobinado *CH* o sea un choque, tal su denominación. Tanto el primario como el secundario del transformador están sintonizados a la misma frecuencia, que es la de la portadora. Ya vemos una ventaja sobre el circuito anterior.

Analicemos ahora lo que ocurre cuando al circuito llega una señal de RF sin modular, o sea una portadora cuya frecuencia se mantiene invariable. Debido a que las tensiones presentes guardan defasajes entre sí, la única manera de hacer el análisis es mediante un diagrama vectorial, y a él acudiremos mostrándolo en la figura 42. La tensión aplicada a los diodos es la resultante de la que hay en los diversos elementos que se encuentran en serie en cada rama del circuito; despreciando por el momento la tensión en los resistores, tenemos que el bobinado *CH* está en serie con la mitad del secundario del transformador, y encuentra a la mitad superior con una fase y la inferior con fase opuesta, ya que la circulación de corriente en ese bobinado se hace a lo largo del mismo en un sentido para medio ciclo y en sentido contrario para el otro medio. Luego, para cada diodo la tensión que se le aplica será la suma de la que hay en *CH* más la mitad de la del secundario de *T*, con el signo que corresponda. Veamos las fases relativas.

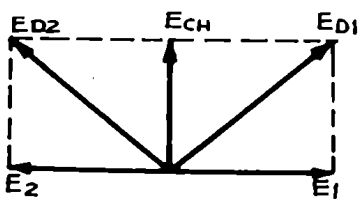


Fig. 42.- Diagrama vectorial de tensiones cuando la portadora está sin modular.

El secundario de *T* es resonante, luego se comporta como resistivo a la frecuencia de resonancia. El bobinado *CH* es una inductancia pura, luego la tensión entre sus extremos estará defasada de 90° respecto de la corriente. La tensión en el secundario, circuito resistivo, estará en fase con la corriente y en una mitad se tomará con un signo y en la otra con signo contrario, lo que equivale a dos vectores con 180° de defasaje.

Si llamamos E_{CH} a la tensión en el bobinado *CH*, y E_1 y E_2 a las tensiones de las mitades superior e inferior del secundario de *T*, las consideraciones anteriores nos permiten comprender el gráfico de la figura 42. Los diodos reciben las tensiones resultante E_{D_1} y E_{D_2}, que son iguales en valor. Como los diodos están en oposición, la tensión resultante de ambos será nula, como ocurría en el discriminador que estudiamos antes cuando no había modulación.

Veamos ahora lo que ocurre cuando cambia la frecuencia de la portadora por estar modulada. El circuito resonante secundario sale de sintonía y deja un poco de ser resistivo. Luego, las tensiones en sus dos mitades ya no guardarán un defasaje de 90° con respecto a la tensión E_{CH} sino que una de ellas quedará defasada menor de 90° y la otra más, pero siempre entre ellas habrá 180° de defasaje. Es lo que nos muestra la figura 43. Y ahora sí hallamos las resultantes de tensiones para cada diodo obtenemos los vectores E_{D_1} y E_{D_2} que ya no son iguales, pues el segundo es mayor que el primero. Esto puede corresponder a un aumento de frecuencia de la portadora y para una dismi-

nución será mayor la tensión del diodo 1 con respecto al 2.

Finalmente, la tensión resultante de los dos diodos en oposición, tensión que se toma entre

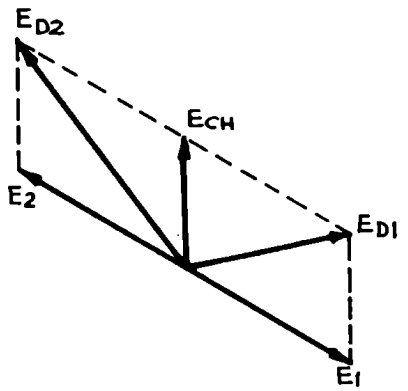


Fig. 43.- Diagrama vectorial de tensiones cuando la portadora es modulada.

extremos de la serie R_1 y R_2, ya no será nula sino que tendrá un valor, que resulta concordante con la alteración de frecuencia de la portadora. O sea que obtenemos una señal que responde a las condiciones fijadas en la figura 37, es decir que se ha producido la demodulación buscada. Los capacitores en el circuito de salida tienen una misión que ya fue explicada de modo que no insistiremos sobre el detalle. Este discriminador que fue ideado por Foster y Seeley y por ello lleva sus nombres, es más simple de ajustar que el que vimos anteriormente. El uso de diagramas vectoriales a que nos vimos obligados para explicar su funcionamiento puede representar un obstáculo para algunos lectores, pero hemos dicho en páginas anteriores que convenía repasar los principios generales de la corriente alterna en cualquier libro sobre el tema y estos diagramas se explican detalladamente en ese tipo de libros.

Simplificación del Foster Seeley

La tendencia moderna de simplificar al máximo los circuitos y economizar elementos en los mismos operó también sobre el discriminador Foster Seeley que acabamos de describir, introduciendo en el mismo modificaciones que no alteran su principio de funcionamiento pero lo hacen mucho más simple. Veamos el efecto de la figura 44.

Por lo pronto vemos que ha desaparecido el bobinado *CH* que cumplía una misión importante en la figura 41, pero en realidad se lo ha reemplazado por el primario del transformador de entrada *T*. Mediante la conexión del capacitor C_1 se hace participar al primario en el circuito secundario por retorno de masa. También vemos que los capacitores en serie a la salida han sido reemplazados por un solo capacitor C_2. Los resistores R_1 y R_2 que constituyen las cargas para los diodos cumplen ahora la doble misión de ser esas cargas y además presentan la tensión que antes teníamos en el bobinado *CH*.

El detector de relaciones

El discriminador como demodulador de FM es muy simple y eficiente pero presenta un

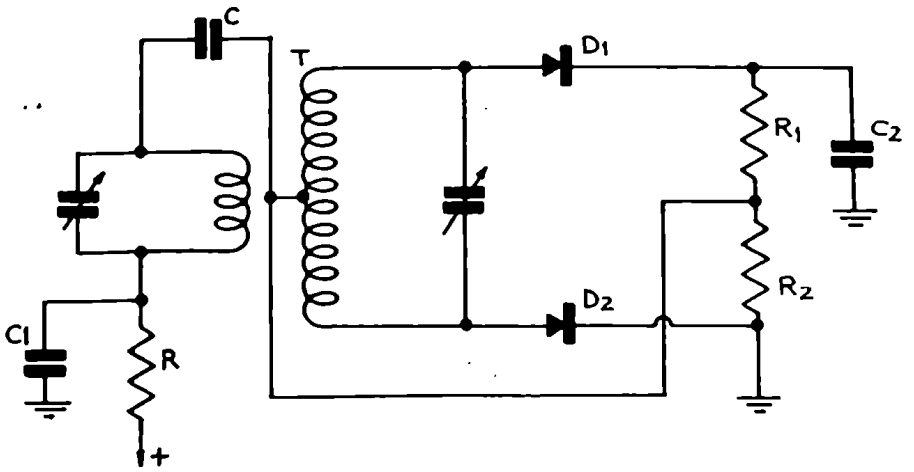


Fig. 44.- Una simplificación del discriminador Foster Seeley.

inconveniente que tiene importancia; es que resulta afectado por las variaciones de amplitud de la señal de entrada, cosa que se debe a su mismo principio de funcionamiento. Si bien la amplitud de la señal está controlada en las etapas limitadoras de amplitud que tienen todos los receptores de FM para eliminar los ruidos, es interesante describir otro tipo de demodulador que no presenta ese inconveniente. Veamos a tal fin la figura 45.

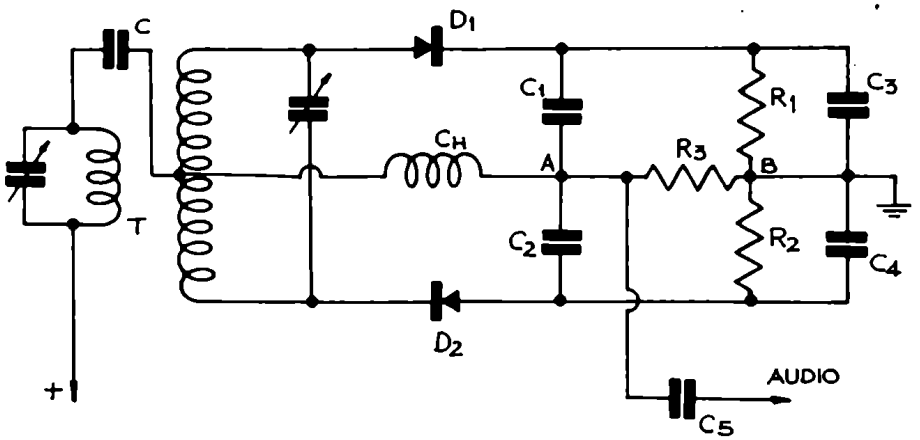


Fig. 45.- Circuito básico del detector de relaciones para demodular la FM.

Por lo pronto encontramos un montaje bastante similar al de la figura 41 pero hay un detalle que llama la atención de inmediato y es que los diodos están conectados de manera diferente. En el discriminador los diodos estaban en oposición, con sus ánodos hacia el secundario del transformador T, y ahora uno está invertido respecto del otro. Se forma un circuito serie con el secundario de T, el diodo D_1, C_1, C_2, D_2 y volviendo a T. O sea que mientras en la figura 41 las tensiones en C_1 y C_2 (o en R_1 y R_2, que es lo mismo) se restaban en todo momento, puesto que estaban en oposición de fase, en el caso de la figura 46 esas tensiones se suman puesto que es un circuito serie y no de oposición.

Pero tenemos otra rama del circuito a la derecha, formada por los resistores R_1 y R_2 derivados respectivamente por los capacitores C_3 y C_4. Entre los centros eléctricos de ambos conjuntos, A y B se halla un resistor R_3. El punto B está a masa.

Cabe mencionar la presencia del choque CH en el circuito, cuya acción combinada con el capacitor C y las dos mitades del secundario de T ya estudiamos para el circuito Foster Seeley. Recordando que la tensión entregada por cada diodo era diferente al variar la frecuencia de la

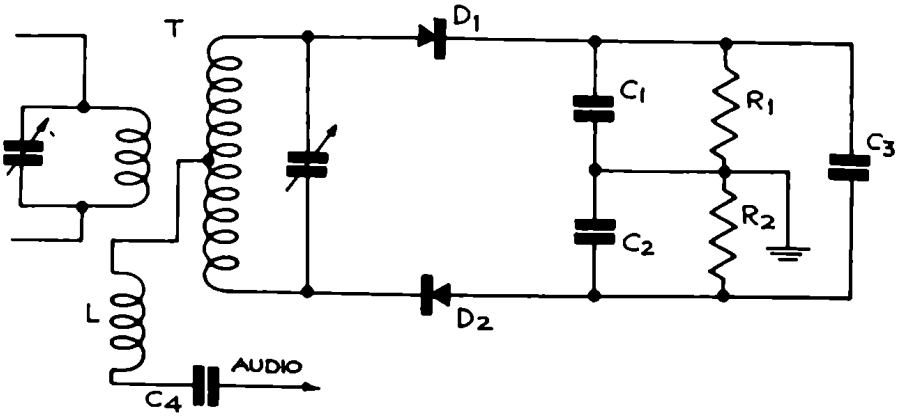


Fig. 46.- Simplificación del circuito del detector de relaciones.

portadora, teníamos que las tensiones en las dos ramas a la salida eran distintas. En este caso, también habrá diferencia entre las tensiones que aparecen sobre C_1 y C_2 pero su suma será constante puesto que la corriente que circula por el circuito cerrado sobre el secundario de T es constante. Es decir que las tensiones en cada uno de esos capacitores varían en concordancia con la desviación de frecuencia de la portadora, como en el discriminador.

Pero como entre extremos de la serie C_1 y C_2 la tensión es constante, también lo será entre extremos de la serie R_1 y R_2 y como aquí no hay nada que altere las tensiones parciales en cada resistor, ya que su punto de unión B está a masa, la tensión en B se mantiene constante ya que es nula.

En cambio no es constante la tensión en A puesto que si bien la tensión entre extremos de la serie C_1 y C_2 se mantiene inalterable no ocurre lo mismo con las tensiones parciales en cada uno de esos capacitores. Y ahora viene la conclusión importante: la tensión entre A y B varía, ya que en A es variable y en B no, y varía en función de la relación existente entre las tensiones en C_1 y en C_2. Esta característica le ha dado el nombre de *detector de relaciones* a este tipo de demodulador. Finalmente, la tensión presente entre A y B, la que depende en su amplitud de las alteraciones de frecuencia de la portadora, con lo cual cumple con las condiciones de la figura 37, es la señal de audio.

Simplificación del detector de relaciones

Tal como ocurría con el discriminador, la tendencia moderna ha introducido en el detector de relaciones muchas simplificaciones que lo han hecho adoptar en muchos receptores de FM. Veamos al efecto la figura 46 que nos muestra un circuito mucho más simple que el anterior.

La innovación importante consiste en la inclusión de un bobinado L en el transformador T, que se coloca fuertemente acoplado al primario, de tal modo que la fase de la señal inducida en el mismo coincide con la de la señal en el primario, guardando por supuesto la oposición vectorial que existe entre bobinados de un transformador. Este bobinado adicional viene así a reemplazar al CH de la figura 45. El acoplamiento existente entre L y el secundario permite eliminar al capacitor C que teníamos antes. Y como los capacitores C_3 y C_4 de la figura 45 tenían la misión enderezadora que estudiamos en la figura 36, puede colocarse allí un solo capacitor C_3. La tensión de audio que se tomaba del extremo de CH, punto A, ahora se toma del extremo de L que reemplazó a esa bobina; el capacitor C_4 aisla el circuito de audio de la tensión continua presente en el detector, producto de la rectificación de la portadora. Este capacitor equivale al C_5 de la figura 45.

Haciendo un análisis comparativo entre el discriminador y el detector de relaciones podemos decir que la desventaja de la influencia de las variaciones de amplitud de la portadora que se presentaba en el primero no existe en el segundo. Debido a la gran constante de tiempo que se puede lograr con una capacidad alta en C_3, el detector de relaciones es insensible a toda variación de amplitud, inclusive si esa variación es producida por un impulso de ruido que escapó a la acción del limitador.

Al lector le resultará simple la identificación de los dos tipos clásicos de demoduladores que hemos descripto cuando observe el circuito de un receptor de FM. En efecto, en el discriminador, cualquiera que sea la variante usada, los dos diodos están en oposición, tal como se destaca muy bien en la figura 44, mientras que en el detector de relaciones esos diodos están en serie, como puede verse en la figura 46.

El demodulador sincrónico

Si pudiéramos disponer de la portadora sin la modulación de FM, al mismo tiempo que recibimos la portadora modulada, se podría diseñar un circuito que comparara por medios eléctricos ambas señales de manera que de tal confrontamiento surgiera una tensión proporcional a los apartamientos de frecuencia de una señal respecto de la otra. Tal tipo de comparador toma el nombre de sincrónico porque a una de las señales corresponde el giro de un vector de velocidad constante y medimos la diferencia de velocidad del otro vector con respecto al primero. Bien, la industria diseñó una válvula capaz de permitir tal tipo de comparación.

La válvula mencionada es la llamada *de compuertas* y su principio constructivo se muestra en la figura 47, tomándose un corte transversal en vista superior. Tiene tres blindajes con ranuras verticales que permiten el paso de un haz de electrones que forma una lámina vertical. Los que salen del cátodo por emisión pasan por una ranura vertical que queda enfrentada con otra igual que tiene el segundo blindaje; dentro de

éste está la grilla limitadora y sobre la ranura de salida se ubica la grilla aceleradora, que oficia como una pantalla en un pentodo común. Dentro del tercer blindaje está una grilla llamada *de cuadratura* y la placa.

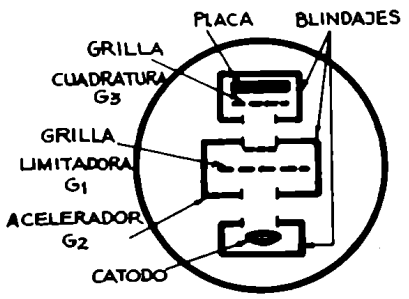


Fig. 47.- Principio constructivo de la válvula de compuertas.

La fuerte aceleración operada sobre el haz laminar y su conformación hacen que esta válvula presente características de fuerte corte neto. Esto quiere decir que con una pequeña tensión negativa en grilla la válvula queda al corte y que reduciendo tal polarización se llega enseguida al estado de saturación. Esto en cuanto a la corriente de placa. La corriente entre el electrodo acelerador y cátodo, en cambio, no depende de esos factores sino solamente de la tensión del electrodo acelerador. El comportamiento de fuerte corte neto de las grillas le dan a esta válvula el nombre *de compuertas* que mencionamos antes, pues no hay una acción reguladora sino una de pasa o no pasa por parte de dichas grillas.

Analizando las propiedades de ese tipo de comportamiento, vemos dos cosas. La primera es que si la amplitud de la señal en grilla quiere variar, por la acción de un impulso de ruido, por ejemplo, la compuerta se cierra y sólo permanece abierta cuando la amplitud de la señal se mantiene constante. Esta es la acción limitadora que brinda este tipo de válvula y que se usa en todos los receptores de FM. El segundo detalle es que, colocando en el cátodo un resistor variable, es fácil llevar la polarización de la válvula al punto exacto deseado para mantener abiertas las compuertas. Veamos ahora el circuito de utilización.

La figura 48 nos muestra dicho circuito. La válvula que se fabrica con este principio es la 6BN6 y a su grilla de cuadratura se conecta un circuito sintonizado de alto Q que toma señal de dicha grilla por estar sumergida la misma en un campo eléctrico variable. La inducción producida da origen a una señal defasada de 90° respecto de la señal de entrada; o sea que entre las señales en grilla G_1 y G_3 hay un defasaje de 90°. Pero, mientras la señal en la grilla de cuadratura permanece con su fase invariable por el efecto volante del tanque sintonizado, la señal en grilla de entrada sigue las variaciones de fase que impone la modulación en frecuencia. Y aquí vemos que, en primer lugar, quedó justificado el nombre de cuadratura aplicado a la grilla G_3, por el defasaje de 90° y en segundo lugar, que estamos hablando de defasajes en la FM y es que, como ya advertimos una vez, la modulación en frecuencia produce desplazamientos de fase en la portadora al producirse la modulación.

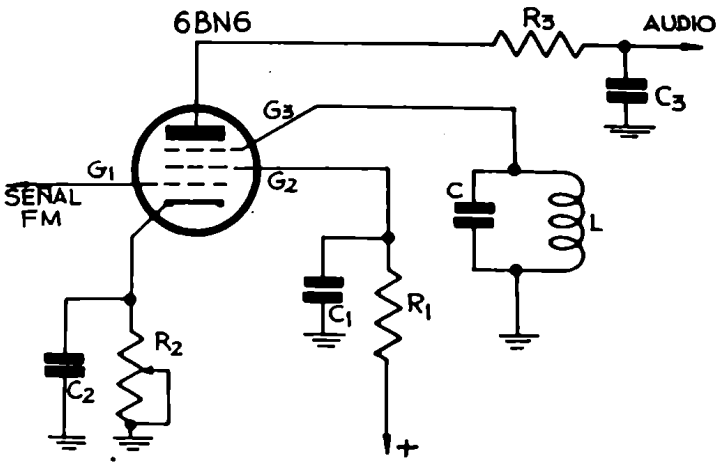


Fig. 48.- Esquema de operación de la válvula de compuertas como demoduladora de FM.

Como ambas grillas están en camino del haz de electrones, sus tensiones instantáneas influirán en la corriente de placa, y el gráfico de la figura 49 nos ayudará a ver lo que ocurre.

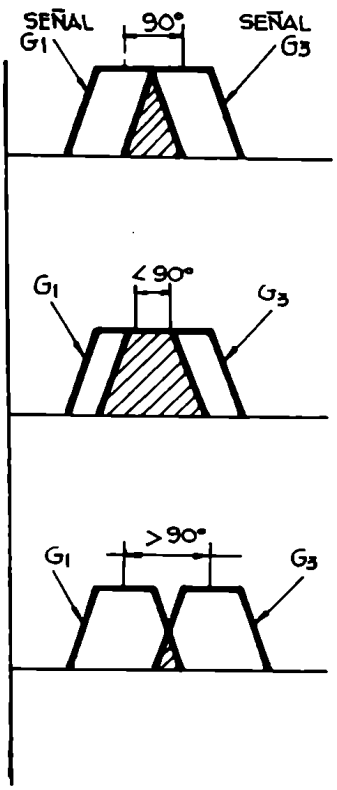


Fig. 49.- Acción combinada de las dos grillas en la válvula de compuertas.

Cuando la portadora está sin modular, las dos señales en esas grillas guardan un defasaje exacto de 90° y la acción sobre la corriente de placa corresponde a la zona rayada del gráfico superior. Cuando la frecuencia de la portadora se reduce por el efecto de la modulación, el defasaje entre ambas grillas disminuye y la superposición aumenta, como se ve en el gráfico central; esto se traduce en un aumento de la corriente de placa. Viceversa, cuando la frecuencia de portadora aumenta, lo hace también el defasaje entre grillas y se reduce la superposición de los pulsos de las grillas, aumentando en consecuencia la corriente de placa. Si colocamos en el circuito de placa un integrador formado por el resistor R_3 y el capacitor C_3 tendremos una tensión que es proporcional a los apartamientos de frecuencia de la portadora modulada, condición fijada por el gráfico de la figura 37, o sea que hemos demodulado la FM.

El circuito de la 6BN6 se completa con el conjunto polarizador en cátodo formado por R_2 que es variable para ajustar esa polarización a la condición limitadora antes descripta y C_2, capacitor de paso de señal. La grilla aceleradora lleva una tensión positiva, la cual se aplica a través del conjunto de filtro R_1C_1. El conjunto sintonizado para la grilla de cuadratura es el formado por la bobina L y el capacitor C.

Hay otro tipo de válvula que se emplea con el mismo propósito y es la 6DT6; se trata de un pentodo de corte neto el cual ha sido diseñado para que funcione con un principio similar al de la 6BN6, y se usa con un circuito muy parecido al que hemos visto.

Las válvulas de cuadratura se utilizaron mucho en los televisores, donde la señal de sonido está modulada en frecuencia. En los receptores de FM a válvulas pueden usarse, aunque la simplicidad de los discriminadores o los detectores de relaciones por poder utilizarse en los mismos diodos sólidos, han hecho que se dejen de lado tales válvulas. Y con la difusión masiva de los transistores, que ya se emplean en una buena mayoría de receptores modernos, podemos darle a la explicación que hemos hecho un carácter ilustrativo.

Día 5

Ahora hemos llegado al momento de poder estudiar un receptor para señales de FM. Tengamos presente que ya hace algunos años que tenemos emisiones de frecuencia modulada en nuestro medio, no obstante lo cual no se había generalizado mucho la recepción de las mismas. La iniciación de transmisiones de estereofonía radial, hace algunos meses, dio a este tipo de señales una gran popularidad. Pero debemos aclarar que este libro abarca los dos sistemas, es decir que estudiaremos las señales de FM con sonido monoaural y con sonido estereofónico, porque hay lugares donde no se transmite en estéreo, y donde se lo hace, por el momento el horario no es completo y durante lapsos muy prolongados se emite sonido monoaural. Comenzaremos entonces por describir el receptor para el sistema monoaural, para ocuparnos más adelante del otro sistema. De todos modos lo que se vea ahora servirá perfectamente para el otro receptor, pues el sistema usado es de una compatibilidad absoluta y un receptor monoaural puede captar señales estereofónicas, claro, reproduciendo sonido monoaural.

EL RECEPTOR DE FM

La recepción de señales de radio tuvo algunos balbuceos en cuanto al circuito a emplear, pero desde que el Mayor Armstrong ideara el sistema superheterodino prácticamente no se ha usado otro desde 1935. La difusión alcanzada por tal sistema nos exime de explicar sus principios; basta decir que esencialmente hay que obtener una señal de frecuencia fija para que se la pueda amplificar en etapas sintonizadas. Y así producimos un batido o heterodinaje entre la señal captada por la antena y otra que producimos en un oscilador local; la frecuencia de esta otra señal la variamos de tal modo que mantenga una diferencia fija con la de antena, diferencia que se llama *frecuencia intermedia* o directamente FI.

Hemos mencionado en forma muy sintética al receptor *superheterodino*, ya que así se lo denominó, usado universalmente para captar estaciones de ondas largas, medias y cortas. Para variar de onda o gama de sintonía no hay más que cambiar de bobinas mediante una selectora de varias secciones. Nos estamos refiriendo a los receptores para señales moduladas en amplitud, o sea señales AM.

Pero nuestro tema es la FM o sea que hay que captar señales moduladas en frecuencia. Y bien, sin pensar mucho adoptamos el mismo sistema superheterodino que tan buenos resultados ha dado hasta ahora y le haremos las modificaciones necesarias para que nos sirva a nuestro objetivo. Para ello tenemos que partir de la suposición de que el lector conoce el funcionamiento de los superheterodinos clásicos. En caso contrario deberá leer el tema en cualquier libro sobre radio en general. Y señalemos de paso que no vendría mal que se conociera también el funcionamiento de los televisores, por lo menos en lo que se refiere al proceso superheterodino que obra sobre la señal captada; pero si damos todo por sabido nada quedará por explicar. En este capítulo abordaremos el tema de los receptores para FM sin dar un ejemplo concreto para que se lo pueda armar; esto último queda para los capítulos venideros.

Diagrama sintético general

La mejor forma de explicar un equipo complejo, con varias secciones que contienen a su vez diversos elementos, es hacer un diagrama en bloques y luego ocuparnos del contenido de cada bloque, así como de la manera como se entra y se sale de él con la señal; esto último no es otra cosa que la interconexión entre bloques.

Así llegamos a la figura 50 que nos muestra un receptor de FM en su diagrama sintético general o esquema en bloques. El diagrama

Sigamos analizando el esquema sintético de la figura 50. A la izquierda encontramos tres bloques encerrados por un recuadro de trazos. Allí

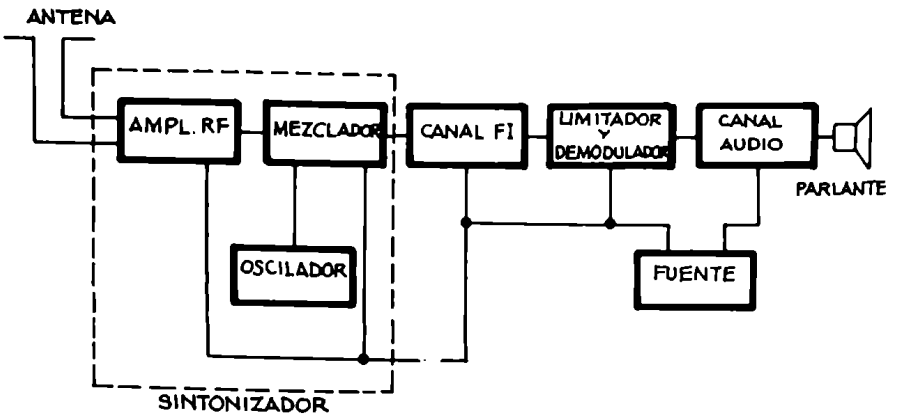


Fig. 50.- Esquema en bloques de las diversas secciones que componen un receptor de FM.

comienza con la antena y termina en el parlante; en la primera se captan las señales de FM y el último nos entrega las ondas sonoras que corresponden al programa que se captó en el estudio de tranamisión. En esto no parece haber diferencia con un receptor común de AM, salvo en el detalle de que las señales captadas en FM son de frecuencias mucho mayores que las de AM; y ya conviene ir puntualizando las cifras características para que nos familiaricemos con las mismas. Así, la banda de FM está comprendida entre los límites:

88 á 108 MHz

Y aquí puede destacarse una circunstancia muy interesante. La banda usada para la Televisión está dividida en dos gamas que suelen llamarse *canales bajos* y *canales altos*; la gama baja abarca desde 54 hasta 88 MHz (canales 2 al 6) y la gama alta va desde los 174 hasta los 216 MHz (canales 7 al 13). Luego la banda de FM está ubicada entre los dos grupos de canales de TV y precisamente a continuación de los canales bajos. Y podemos agregar que las particularidades de las señales de FM que conciernen a la frecuencia de portadora utilizada se asemejarán a las de TV; por esta razón habíamos dicho que sería ventajoso que el lector conociera los cirucuitos de televisores. Hay una diferencia entre los canales de FM y los de TV; los primeros tienen un ancho de 200 KHz mientras que los de TV. debido a la señal de imagen que debe caber en ellos, tienen un ancho de 6 MHz.

se realiza el proceso superheterodino, por lo que aparece un amplificador de la señal de antena y un oscilador que entrega una señal cuya frecuencia se la hace variar de manera que se mantenga con la de antena una diferencia: la FI. Ambas señales, la de antena amplificada y la del oscilador van a un mezclador y de allí sale la señal de FI que conserva la modulación original a pesar de habérsele rebajado la frecuencia central. Puntualicemos ahora que la frecuencia intermedia usada en FM es:

FI = 10,7 MHz

Luego, del grupo de tres rectángulos de la izquierda que forman un conjunto al que se le da el nombre de *sintonizador*, sale una señal de FI cuya frecuencia es de 10,7 MHz y que está modulada en frecuencia. En el sintonizador se manejan señales comprendidas en la gama de 88 a 108 MHz, pero como el oscilador local debe mantener una diferencia de 10,7 MHz con la señal de antena, puede ocurrir lo siguiente: si la frecuencia del oscilador local se mantiene por debajo de la de antena, saldríamos de la banda de FM hacia abajo cuando la frecuencia del oscilador local debería corresponder a una de sintonía en el extremo inferior de la banda; si el oscilador local se hace trabajar en frecuencias mayores que la de antena, saldríamos de banda en el caso de sintonizar un extremo superior de dicha banda. Aclaremos que esto de salir de banda se refiere únicamente al oscilador local y que en la práctica se prefiere que éste trabaje

con frecuencias menores que la de antena. Y aclaremos que para obtener una diferencia de 10,7 MHz lo mismo sería que se usara en el oscilador local la frecuencia superior o la inferior a la de sintonía, pues al restar siempre obtendríamos ese valor de FI.

Así llegamos con la señal de FI al recuadro siguiente que está denominado como *canal de FI*. Se trata simplemente de un amplificador de varias etapas cuyos acoplamientos son sintonizados a 10,7 MHz, cifra de la FI. Se consigue de este modo alta ganancia y selectividad muy necesarias si se tiene en cuenta que las señales de FM tienen alcance óptico y generalmente provienen de emisores de no mucha potencia; esto último se justifica si se tiene en cuenta lo reducido de la zona a cubrir con la emisión.

Del canal de FI pasamos al rectángulo siguiente que es el *demodulador*, donde extraeremos la señal de audio; aparece allí también la palabra *limitador*. Hacemos la aclaración de que habitualmente el demodulador se ubica en la sección de FI y el limitador, comprendido entre ambas cosas, también. Pero desde el punto de vista del funcionamiento son cosas muy diferentes, de ahí la razón de considerarlo una sección aparte.

Finalmente la señal llega al circuito o canal de audio, que contiene el sistema de de-énfasis y el amplificador; el parlante puede considerarse comprendido en esta sección. Aquí podría hacerse la reflexión de que si la FM se usa porque se puede obtener con ella una mejor calidad de sonido, el canal de audio del receptor de FM no debería ser como los de los receptores de AM, en los que no vale la pena esmerarse en obtener alta calidad dadas las restricciones que sufre la señal de audio en el sistema de AM.

Hay un rectángulo en la figura 50 que no hemos mencionado y corresponde a la fuente de alimentación. Los receptores, sean de AM o de FM, sean a válvulas o a transistores, pueden alimentarse con fuentes eléctricas o con pilas. En el segundo caso ese rectángulo contendría las pilas necesarias para suministrar la tensión pedida, a razón de 1,5 Volt por cada pila. Si la fuente es eléctrica, su entrada se conecta a la red de canalización y debe contener los elementos necesarios para suministrar las tensiones de alimentación de las válvulas o los transistores que integran el receptor.

La descripción hecha de lo que vimos en la figura 50 es ilustrativa y no puede ser de otra manera. Inclusive podríamos simplificar el diagrama en bloques si atendemos a las divisiones físicas más lógicas en el receptor. Así llegamos al diagrama simplificado de la figura 51. El sintonizador abarca al amplificador de señal, al oscilador local y al mezclador; entrega una señal de 10,7 MHz a la sección siguiente que es el canal de FI, el cual contiene al demodulador. El tercer rectángulo es el amplificador de audio con el circuito de de-énfasis. La fuente se simplifica indicando en cada rectángulo una flecha que va al conjunto de alimentación. Nuestra tarea ahora es desmenuzar cada componente del diagrama en bloques.

El sintonizador de FM

Sería imposible ofrecer todos los circuitos que se emplean en esta sección de los receptores de FM que se fabrican en la actualidad; prácticamente, cada fabricante usa uno diferente. Para ilustrar al lector hemos tomado como ejemplo dos circuitos que responden a un modelo más o menos generalizado; uno es con válvulas y otro con transistores. La figura 52 nos muestra el sintonizador de FM con válvulas.

Partiendo de la necesidad de amplificar la señal de antena por ser débil en general la captación, necesitamos una etapa amplificadora. La señal captada debe ser seleccionada de entre todas las que se hallan presentes en la antena mediante un circuito sintonizado y para mejorar esa sintonización conviene que en el circuito de

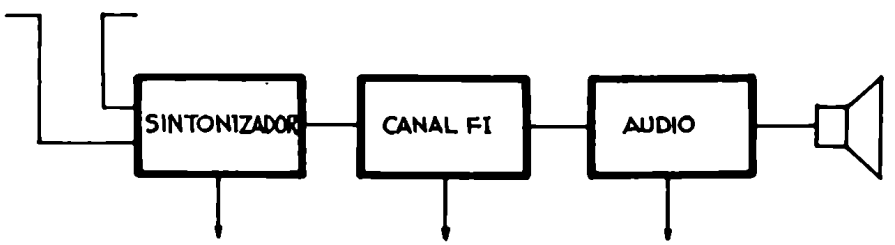


Fig. 51.- Simplificación del esquema en bloques para obtener las tres secciones básicas del receptor de FM.

placa de la amplificadora se coloque otro circuito de sintonía. Además, tenemos que cambiar la frecuencia en el oscilador local cuando cambiamos de sintonía; en resumen, necesitamos un capacitor variable de tres secciones que en la figura hemos enlazado con líneas de trazos. El valor de capacidad se indica como de 23 pF por sección.

Hay que hacer una aclaración sobre este tandem de sintonía; debido a la frecuencia alta de las portadoras de FM no se pueden usar capacitores variables con separadores aislantes comunes; es indispensable que se utilicen tandems construidos especialmente para trabajar con bajas pérdidas en frecuencias muy elevadas. Felizmente esos capacitores se fabrican en nuestro medio y serán mencionados al ocuparnos de los detalles constructivos de los receptores de FM.

Las tres secciones del tandem están vinculadas a las bobinas que forman con ellas los circuitos resonantes. Veamos: La antena suele ser simétrica o balanceada, de modo que la bobina de entrada L_1 debe ser simétrica, con punto medio a masa, aunque a veces no se la use así. Acoplada a la bobina de antena está L_2 que tiene dos misiones: una es la de formar conjunto resonante con una sección del tandem y la otra es formar con L_1 un transformador adaptador de impedancias. En efecto, la antena presenta una impedancia baja, generalmente 300 Ohm y la entrada en grilla de la amplificadora debe tener alta impedancia; dando a L_1 pocas espiras y a L_2 una cantidad mayor se logra hacer la transformación de impedancias requerida.

La segunda sección del tandem está conectada en paralelo con L_3 y forman en conjunto el circuito sintonizado de acoplamiento entre la amplificadora y la mezcladora. La primera está constituida por la válvula 6CB6 y la mezcladora es una de las secciones de la válvula 6U8. La tercera sección del tandem forma el conjunto resonante del oscilador local, segunda sección de la válvula 6U8, mediante la bobina L_4. La misma tiene una derivación para conectar la realimentación por el cátodo de la válvula; se trata

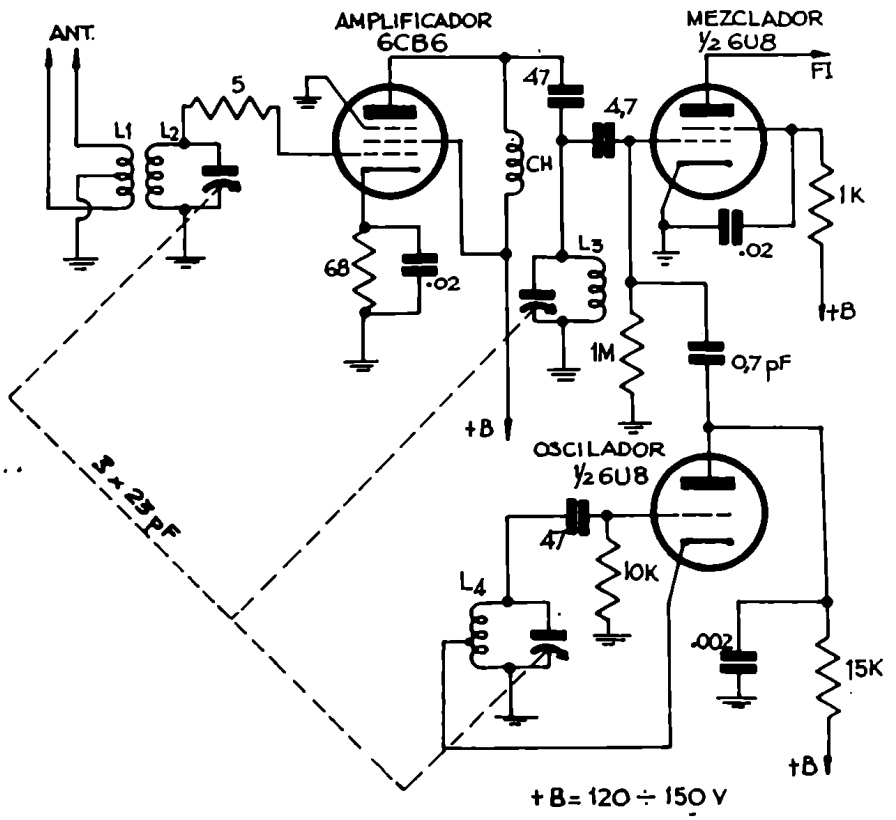


Fig. 52.- Circuito típico de un sintonizador de FM a válvulas, que comprende el amplificador de RF, el oscilador y el mezclador.

pues de un montaje oscilador Hartley y no es el único que se emplea, como veremos.

Si seguimos analizando el circuito notamos los siguientes elementos: en el cátodo de la 6CB6 está el conjunto de polarización, resistor de 68 Ohm con su capacitor de paso. La alimentación de placa se hace a través de un bobinado de choque *CH* que impide el paso de la señal hacia la fuente de alimentación; para aislar la tensión continua de placa del conjunto resonante de placa se coloca un capacitor de 47 pF. En el circuito de grilla hay un resistor pequeño de 5 Ohm, para amortiguar las oscilaciones de muy alta frecuencia. La señal de salida ya amplificada de esta válvula se aplica a la siguiente mediante el capacitor de 4,7 pF que va a la grilla de la mitad superior de la 6U8.

El oscilador, por su parte, sección triodo de la 6U8, tiene su alimentación positiva filtrada por el resistor de 15 Kilohm pasado a masa, como corresponde en el Hartley, mediante el capacitor de 0,002 μF. La grilla está polarizada mediante el resistor de 10 Kilohm y esa polarización se aisla de masa con el capacitor de 47 pF en grilla. La señal producida en este oscilador se aplica también al mezclador a través de un capacitor muy pequeño, el de 0,7 pF.

El mezclador, por su parte tiene polarizada su grilla con el resistor de 1 Megohm y se alimenta, en su pantalla, a través del resistor de 1 Kilohm y en su placa, a través del bobinado de FI que no aparece en el esquema. En el circuito de grilla de esta etapa se mezclan las dos señales, la de antena y la del oscilador local; produciéndose el batido y resultando de ello la señal de FI de 10,7 MHz que hemos mencionado.

Veamos ahora un sintonizador de FM con transistores en lugar de válvulas. La figura 53 es uno de los muchos modelos que existen y emplea tres transistores Texas. Los tres circuitos sintonizados, en este caso, están formados por las bobinas L_1, L_2 y L_3 derivadas cada una por una sección del tandem. Aquí la antena se aplica directamente por una parte de la bobina L_1 y entonces la entrada no es balanceada sino

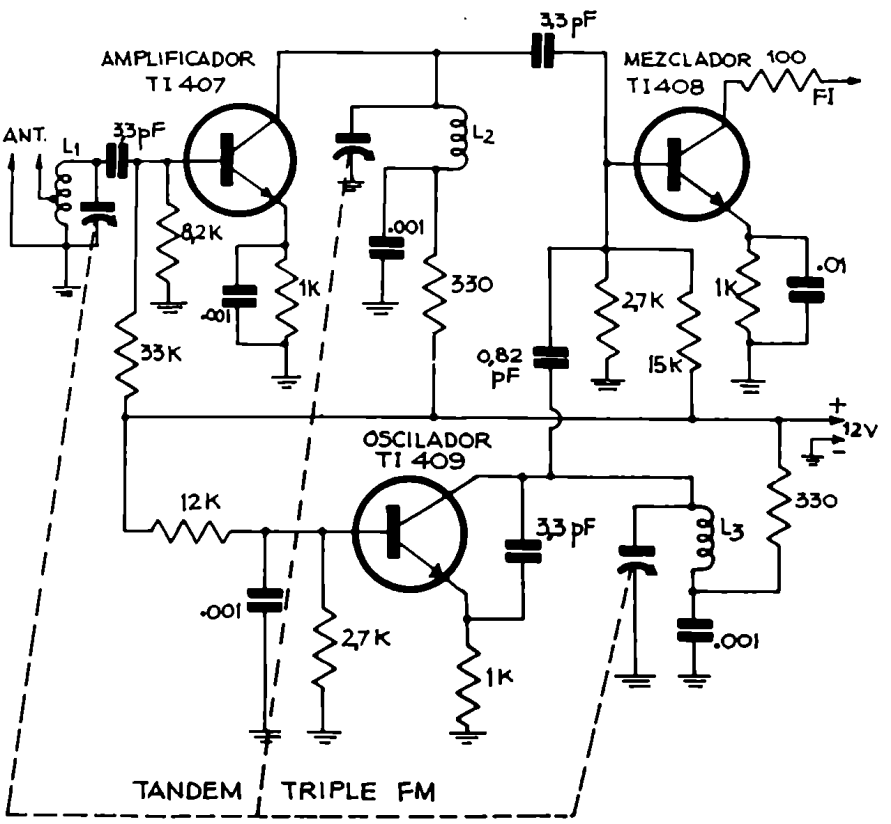


Fig. 53.- Circuito típico de un sintonizador de FM a transistores, con las mismas partes del sintonizador anterior.

asimétrica, requiriéndose cable coaxil para la línea de antena.

La etapa amplificadora con el transistor TI407 lleva la polarización de base y de emisor con los elementos que indica la figura. Por ser los transistores empleados del tipo NPN la fuente lleva el negativo a masa. En el circuito de colector se intercala el conjunto resonante formado por L_2 y la segunda sección del tandem. El resistor de 330 Ohm y el capacitor de 0,001 μF hacen de filtro para evitar que la señal vaya a la fuente; a su vez, el capacitor de acoplamiento a la base del mezclador impide que se aplique a la misma la tensión continua del colector del amplificador.

El oscilador local está integrado por el transistor TI409 y tiene su circuito sintonizado en el colector; la realimentación es por vía capacitiva externa. Este transistor está polarizado con los elementos que se ven en la figura 53 y el retorno de L_3 se asegura, en lo que a la señal se refiere, mediante el capacitor de 0,001 μF que va de esa bobina a masa. La señal del oscilador se aplica a la base del mezclador a través de un capacitor muy pequeño, de 0,82 pF. A esa misma base del transistor TI408 se aplica la señal amplificada de antena y, producida la mezcla entre ambas señales, la resultante es la FI de 10,7 MHz que va a la bobina de FI que no aparece en la figura. A través de ella se alimenta el colector del mezclador. En serie con la conexión de salida de la FI hay un resistor que sirve de filtro a las señales de frecuencias muy altas como son las de las portadoras en antena y que amortigua muy poco la señal de FI que es de frecuencia mucho más baja que aquellas.

Hasta aquí la descripción de dos sintonizadores típicos; han debido ponerse valores a los componentes, porque se nominaron las válvulas y transistores empleados. Los circuitos que veremos más adelante llevarán además las informaciones necesarias para las bobinas y demás componentes.

El amplificador de FI

El canal amplificador de la señal de FI no presenta diferencias fundamentales con respecto al amplificador de FI de un receptor común de AM, salvo el muy importante detalle de que la frecuencia de trabajo es usualmente 465 KHz en los de AM y es 10,7 MHz en los de FM. Esto hace que las válvulas usadas, o los transistores si es el caso, deban elegirse adecuadamente y que en el armado se cuiden los detalles de las realimentaciones y acoplamientos. Esta última aseveración es válida también para el sintonizador, pero será tratada en detalle al ocuparnos de los aspectos constructivos de los receptores de FM.

Tomemos entonces una etapa amplificadora de FI como la que muestra la figura 54. En los receptores de FM habrá por lo menos dos etapas como esa, en realidad convienen tres, y en los sistemas *multiplex* que veremos más adelante, se necesitan más todavía. La válvula empleada debe suministrar alta ganancia y trabajar bien a la frecuencia de la señal de FI. Cualquiera de los pentodos amplificadores de RF

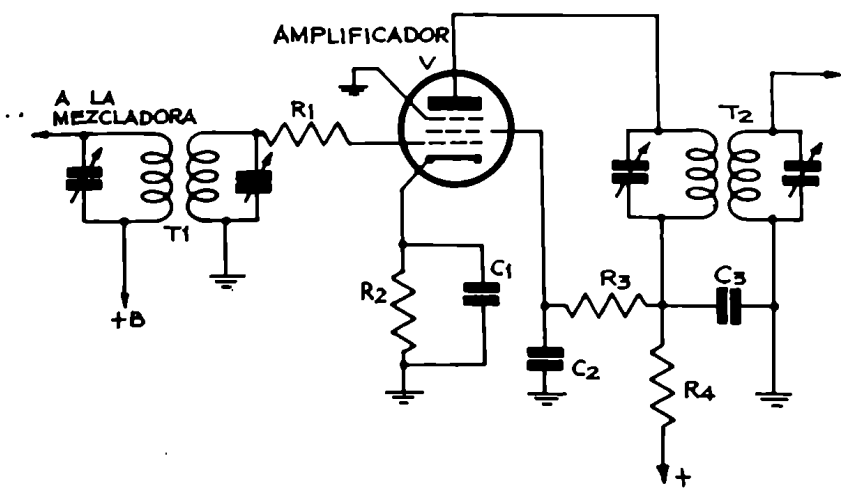


Fig. 54.- Esquema básico de una etapa amplificadora de FI a válvula.

como el 6CB6 o similares puede servir aunque hay una tendencia a emplear los modernos de reja de cuadro, como el EF184. No hay una razón muy explicable para elegir una válvula entre sus similares, como no sea la disponibilidad en plaza o la simpatía personal del diseñador. A veces esa simpatía es exagerada y si se comparan los datos sobre la válvula recomendada y otra similar no aparecen razones para justificar los adjetivos pomposos. Dejaremos este detalle para los circuitos reales de diseño que presentaremos más adelante.

Bien, estamos frente a una etapa amplificadora a válvula que tiene a su entrada y a su salida sendos circuitos a transformador de doble FI. Inclusive, advertimos que los transformadores de FI que aparecen en la figura se dibujaron como de sintonía a capacitor ajustable, pero actualmente se prefieren los de ajuste a núcleo deslizable.

Si queremos ver cómo es una etapa amplificadora de FI a transistores, no tenemos más que observar la figura 55. Para combinarla con el sintonizador de la figura 53 hemos elegido un transistor TI408 de la Texas, que es NPN. Nótese que la primera particularidad que ofrece este circuito es que la conexión del transformador al transistor no se hace tomando todo el bobinado del transformador sino una parte del mismo. Este detalle es conocido por los lectores que

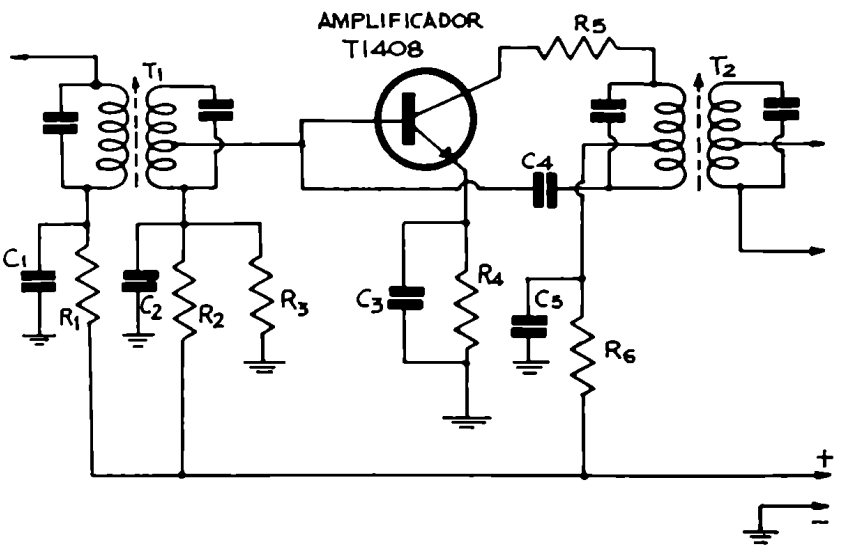


Fig. 55.- Esquema básico de una etapa amplificadora de FI a transistor.

sintonía. La entrada de grilla lleva generalmente un filtro pasabajos R_1 para eliminar las frecuencias de señal de antena. El cátodo se polariza de la manera habitual con R_2 y C_1 y en la alimentación de placa vemos un filtro formado por R_4 y C_3. En estos circuitos que trabajan en frecuencias altas ese filtro es poco menos que indispensable para evitar el paso de señal de una etapa a la otra, con la indeseable producción de oscilaciones. La alimentación de pantalla se toma a través del resistor reductor R_3 y el capacitor de paso C_2.

Como se ve no hay nada que pueda llamarse novedoso en una etapa amplifidora convencional. Habrá dos o más etapas como ésta en el receptor, y ello constituye el amplificador de

han trabajado con receptores de AM a transistores. Una razón para ese tipo de conexión es que la baja impedancia del transistor amortigua mucho la curva de selectividad del transformador, el que, por ser de resonancia en paralelo, presenta alta impedancia entre extremos. Tomando una derivación en el bobinado se encuentra un punto de baja impedancia apto para la conexión de la base del transistor. En cuanto al primario de T_2 que va conectado al colector del transistor, allí el extremo inferior del bobinado se usa para la conexión del capacitor de neutralización C_4. Veamos esto en detalle.

Si parte de la señal de FI que tenemos en T_2 vuelve a T_1 a través del transistor, se produciría una reinyección de la salida sobre la entrada y

la etapa amplificadora se convertiría en un oscilador. Si al mismo tiempo que esa reinyección ocurre, aplicamos a la entrada una señal de

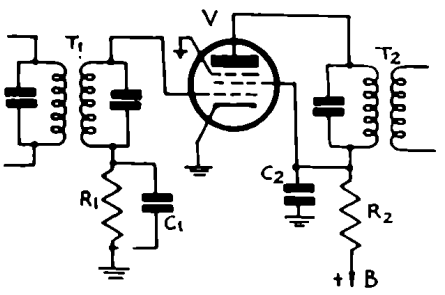


Fig. 56.- Circuito de un limitador de amplitud para señales de FM.

realimentación opuesta en fase a la mencionada, compensaremos el efecto de oscilación. Por ello, el bobinado primario de T_2 tiene un punto medio y la fase de la señal considerada desde ese punto hasta el extremo superior es opuesta con respecto a la que tiene la señal desde el punto medio hacia el extremo inferior. El capacitor C_4 aplica entonces a la entrada una señal de fase opuesta a la de reinyección que ocurre a través del transistor. Luego la oscilación se cancela o, como se dice, se *neutraliza*. De ahí el nombre de neutralización que mencionamos.

Los elementos que completan el circuito son: R_1 y C_1 son el filtro de alimentación de colector del transistor mezclador (ver figura 53); el conjunto R_2 R_3 C_2 se encarga de la polarización de base del transistor y R_4 C_3 forman la polarización del emisor. Los transformadores de FI se indican como de sintonía a permeabilidad, o sea que son de núcleos deslizables, generalmente a rosca; luego, los capacitores derivados sobre los bobinados son fijos.

El canal de FI tendrá otras etapas amplificadores como ésta hasta llegar al demodulador. Cuando tratemos el circuito de un receptor completo veremos este detalle.

El limitador de amplitud

Hemos dicho en diversas oportunidades que una de las ventajas de la FM es que, como la señal tiene amplitud constante, puede evitarse que los impulsos de ruidos modulen sus crestas y se hagan presentes en el sistema de audio. Para lograr ese objetivo hay que evitar que la amplitud de la señal pueda ser variada y eso se consigue mediante un limitador de amplitud.

Recordemos de paso que el demodulador denominado *detector de relaciones* presentaba una manifiesta insensibilidad a las variaciones de amplitud. Pero volvamos al limitador que hemos mencionado.

La figura 56 nos muestra una válvula que forma parte de una aparente etapa amplificadora de FI, pero que tiene diferencias importantes con respecto al montaje de la figura 54. Por lo pronto, la polarización de grilla se da aquí mediante el conjunto R_1C_1 cuyos valores usuales son 200 Kilohm y 25 pF; con tales cifras la constante de tiempo del conjunto es de 5 microsegundos. Además, la tensión de placa y pantalla se ha reducido a un valor muy bajo, del orden de unos 40 Volt. Aclaremos eso de la constante de tiempo, pues algunos lectores tal vez desconozcan su significado. Un capacitor se descarga sobre un resistor derivado sobre el mismo, y esa descarga dura un cierto tiempo, el cual depende de los valores de capacidad del capacitor y de resistencia del resistor. En la teoría de la electrónica se demuestra que la constante de tiempo en un conjunto RC como el mencionado está dada por el producto de los dos valores, tomando R en Ohm y C en Farad. En el caso de la figura 56, si multiplicamos R_1 y C_1 obtendremos la constante de tiempo dada de 5 microsegundos.

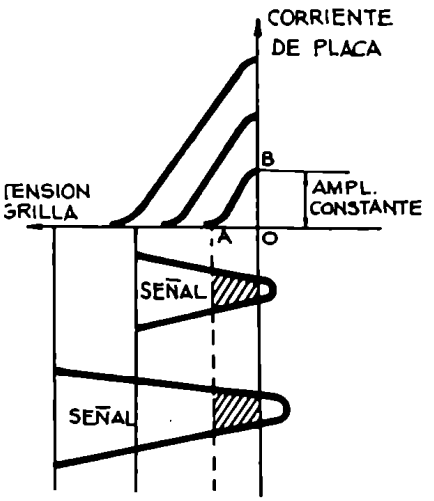


Fig. 57.- Forma como se produce la limitación de amplitud en el circuito de la figura anterior.

Para estudiar el comportamiento de la etapa limitadora veamos el gráfico de la figura 57, que no es otra cosa que las características grilla-placa de la válvula, de las cuales la *AB*

corresponde a una tensión de placa muy baja, para la cual la saturación se alcanza con valores reducidos de la corriente de placa. Vemos que en la grilla tenemos aplicadas señales de diferente amplitud, pero en ambos casos la señal sobrepasa el eje vertical y se producen picos de tensión positiva en grilla, con circulación de corriente de grilla. Esta corriente, al pasar por R_1 carga a C_1 y así obtenemos la polarización de grilla, que es grande para señales de gran amplitud y pequeña para señales débiles. Pero como la tensión de placa es muy baja, la anulación de la corriente de placa se produce para el punto *A* por corte y para el punto *B* por saturación. Luego, la circulación de corriente de placa se producirá durante el transcurso de las zonas rayadas de la señal de grilla y es fácil ver que esas zonas rayadas tienen siempre la misma amplitud. En resumen, la corriente de placa tendrá amplitud constante aunque la señal en grilla sufra alteraciones de amplitud, sean estas permanentes o accidentales.

Con la disposición de la figura 56 se logra entonces que la señal que llega al demodulador tenga amplitud constante, tanto para los casos en que la diferencia de amplitud se deba a la distinta potencia captada como a la acción de los ruidos. Pero hagamos una advertencia: para que tal cosa se cumpla se debe tener una señal de entrada a la etapa cuya amplitud supere la magnitud *AB* de la figura 57, de lo contrario no funcionará la etapa limitadora. En otras palabras, si la sensibilidad y ganancia que tenga el receptor de FM no fueran suficientes, su funcionamiento se hace defectuoso. Por esta razón estos receptores se diseñan con varias etapas amplificadoras de FI además de la de RF que tienen en el sintonizador, pues el exceso de ganancia queda absorbido por la acción limitadora pero la insuficiente amplitud de señal al llegar al demodulador produce inconvenientes. Este problema se agudiza notablemente en los sistemas FM Estéreo Multiplex, como veremos más adelante.

El demodulador

Habiendo etapa limitadora en un receptor, puede emplearse cualquiera de los demoduladores vistos en el capítulo anterior, de los cuales recordaremos el discriminador Foster Seeley, figura 44 y el detector de relaciones, figura 46. En los receptores a válvulas suele incluirse la etapa vista en la figura 56 porque su acción, además de limitar los ruidos, sirve como una suerte de control automático de ganancia.

En los receptores a transistores, y debemos reconocer que constituyen hoy día algo más que una simple tendencia, se emplea generalmente el demodulador de la figura 46, o sea el detector de relaciones, cuya acción limitadora por insensibilidad a variaciones de amplitud fue estudiada en el capítulo anterior.

Y nada queda por agregar al rubro de los demoduladores, por haberse estudiado el tema, en forma completa, precisamente en ese capítulo pasado.

La sección de audio

Recordemos ahora lo que vimos en las figuras 33 y 34, o sea la acción de *pre-énfasis* que se realizaba en la modulación de FM para uniformar el índice de modulación. Dijimos en esa oportunidad que en el receptor había que compensar esa acción mediante otra contraria, que se llama *de-énfasis*. Y si la acción de preacentuación consistía en aumentar la ganancia para las frecuencias altas de audio, ahora tenemos que reducir la amplificación para los tonos agudos, como es lógico, para devolverle a la señal de audio su régimen natural.

Esto se consigue simplemente colocando a la salida del demodulador el filtro pasabajos que vemos en la figura 58. Está formado por el resistor *R*, cuyo valor suele ser de 200 Kilohm, y los capacitores *C* con valores de 500 pF cada uno. Hacemos notar que estas cifras corresponden a receptores a válvulas. Oportunamente, al ocuparnos de los circuitos de receptores de FM, podremos ver este detalle y sus valores reales.

Continuando con la sección de audio del receptor de FM debemos hacer un balance lógico. El sistema de FM se adopta cuando se desea obtener una mejor calidad de audio en los receptores, puesto que si no se buscara esa ventaja no se dejarían de lado las que presentan las emisiones de AM, como ser el mayor radio de acción, la simplicidad de los receptores, etc. Luego, sería inoperante que colocáramos a la salida del demodulador en nuestro receptor de FM un amplificador de audio de baja calidad. Por tal razón, suelen fabricarse sintonizadores de FM, con o sin el agregado de sintonía de AM, aptos para ser aplicados a los amplificadores de alta fidelidad que abundan en el mercado. Y ahora, que hay emisiones de estereofonía por radio, mediante el sistema FM Estéreo Multiplex, lo dicho adquiere mayor generalización.

Entonces, la válvula que aparece a la derecha

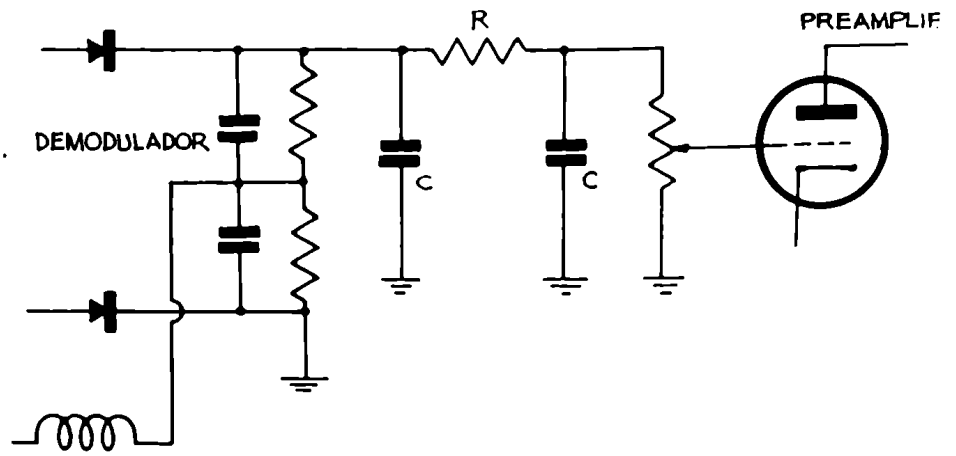


Fig. 58.- Filtro pasabajos para producir el de-énfasis en la señal de audio.

en la figura 58, y que lleva una leyenda que dice *preamplificador*, la consideraremos la primer válvula del amplificador de audio, cuya teoría, diseño y particularidades no corresponden a este libro ya que hay un tomo de esta colección dedicado exclusivamente a la alta fidelidad en audio. No obstante, en los capítulos venideros deberemos hablar de los amplificadores de audio, y lo haremos cuantas veces ello sea necesario.

Día 6

En la actualidad se oye hablar muchas veces sobre el destino que les toca a las válvulas ya que hay una tendencia marcada hacia la generalización de los semiconductores. Pero lo que no puede negarse es que habrá válvulas por muchos años y mientras las haya encontraremos entusiastas defensores de las mismas. Sin abrir juicio sobre el detalle, muchos lectores tendrán en su taller unas cuantas válvulas con las que podrán encarar la construcción de un sintonizador de FM, al cual le daremos carácter experimental. El otro grupo de lectores, partidario acérrimo de los transistores, deseará saltear este capítulo para abordar el siguiente. A esos lectores les pedimos que lean el presente capítulo, porque las explicaciones dadas para el funcionamiento de las etapas que contienen válvulas, sirven, en cierto modo, para comprender mejor el mecanismo de esas mismas etapas cuando tienen transistores. Además, las secciones que integran un sintonizador son las mismas en uno y otro caso, de modo que con válvulas o con transistores, no puede omitirse ningún paso. Con esta aclaración previa, podemos pasar al tema de la presente jornada.

UN SINTONIZADOR DE FM A VALVULAS

Habiendo llegado el momento de ir encarando la faz práctica de este libro, comenzaremos por describir circuitos sencillos mediante los cuales se puede armar receptores de FM; pero hay que hacer una importante aclaración: Ya hay en nuestro medio emisiones de FM Estéreo Multiplex pero no todas las estaciones transmisoras de FM han incorporado ese sistema, cuya explicación haremos más adelante; digamos que en el momento de escribir estas líneas hay solamente dos estaciones de ese tipo. Las restantes de nuestro país y de los países linderos que pueden captarse en el nuestro son de FM monoaural.

Ese panorama plantea la conveniencia de encarar diseños de receptores de FM monoaural o común. A la circunstancia señalada se agrega el hecho de que para la recepción multiplex hace falta un amplificador de audio estereofónico. Y todavía podemos agregar que un receptor FM monoaural puede ser transformado en multiplex con el agregado de un circuito decodificador, todo lo cual veremos en detalle en capítulos venideros.

Y ahora recordemos que mencionamos el hecho de que la sección de audio de un receptor de FM debía ser diseñada teniendo en cuenta la calidad de la señal obtenible en este tipo de modulación; diríamos que hace falta un amplificador de audio de alta fidelidad. Por esta razón se ha tomado la costumbre de hacer una parte del receptor de FM, la que abarca desde la antena hasta la salida de la señal de audio; a esa parte se la llama *sintonizador de FM*, aunque con ello aparezca una aparente contradicción con la figura 50. En realidad, todo esto responde a la tendencia de disponer unidades modulares o en bloques que permitan el reemplazo de una de ellas por otra más moderna o que presente mejor comportamiento. Así tenemos que una de las unidades es el amplificador de audio, otra la bandeja pasadiscos, otra un sintonizador de FM que a veces es también de AM y otra es un grabador de cinta. Tales unidades se adquieren o construyen por etapas y mientras se pueden ir usando las disponibles.

Las razones expuestas más arriba nos han hecho decidir a encarar la descripción de sintonizadores de FM monoaurales, antes de seguir con los temas teóricos. En este capítulo encararemos uno con válvulas y en el próximo uno con transistores. Luego pasaremos al tema de la estereofonía por radio.

La sección de conversión de frecuencia

Obsérvese que hemos cambiado la denominación del conjunto sintonizador de la figura 50, llamándola ahora conversor de frecuencia, puesto que esa sección, más la de FI, más la fuente constituyen ahora el sintonizador completo. Podríamos haber copiado directamente la figura 52 y explicar el armado de la misma, pero se ha preferido adoptar un circuito que auspicia en cierta forma un fabricante de bobinas para FM y es lógico que esa empresa haya probado la eficacia del montaje que ahora veremos. Se han introducido ligeros cambios, pero esencialmente se ha conservado su configuración.

La figura 59 muestra el esquema de esta parte del equipo. La amplificadora de RF es un doble triodo en montaje seguidor catódico con grilla a masa, sistema que se denomina *cascode*. El acoplamiento entre ambos triodos se realiza a través de sus circuitos de cátodos, que están unidos, y como el conjunto insertado entre esos cátodos y masa participa del circuito de placa del primer triodo y del de grilla del segundo, allí está el acoplamiento o seguimiento de la señal. La conexión a masa de la grilla del segundo triodo produce un blindaje eficiente que reduce el efecto Miller, que es importante cuando se trabaja con señales débiles y frecuencias altas; esencialmente este efecto consiste en la influencia que tiene la impedancia de salida de una válvula sobre la impedancia de entrada, y precisamente la transformación de una carga resistiva como efecto capacitivo de entrada. Lógicamente, si blindamos la segunda válvula reduciremos la vuelta de señal hacia la primera y podremos mejorar el rendimiento de la etapa.

La señal de entrada que procede de la antena se aplica al circuito sintonizado de grilla mediante el bobinado L_1 y la señal amplificada que sale del segundo triodo de la ECC85 va al circuito sintonizado inter-etapa que tiene la bobina L_3. La señal presente en el mismo se aplica a la grilla de la mezcladora, que es la sección pentodo de la 6KE8. Aparte tenemos el oscilador local, con el triodo de esta segunda válvula y el conjunto sintonizado que integra la bobina L_4. Esta última tiene una derivación para formar el oscilador tipo Hatley, ya comentado en el capítulo anterior.

Los tres conjuntos sintonizados se completan con las tres secciones de un capacitor variable o tandem especial para FM, que felizmente se encuentra en plaza; es el BELBAR de 3 secciones de 23 pF de máxima y 6 pF de mínima,

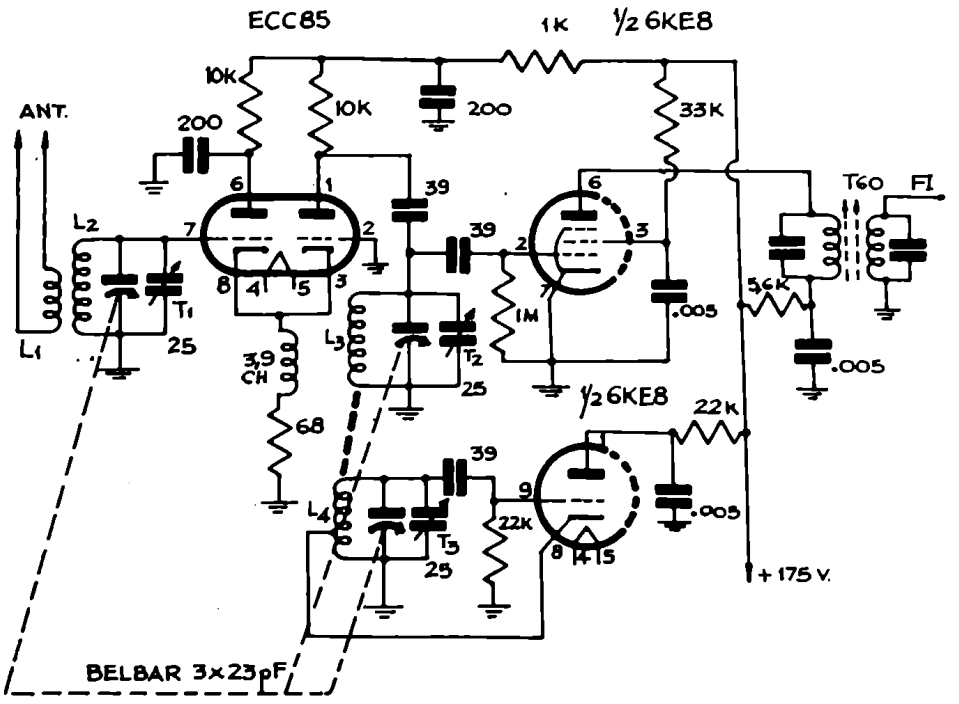


Fig. 59.- Circuito de la unidad conversora de frecuencia que utiliza el sintonizador de FM que estamos describiendo.

que tiene separadores aislantes adecuados a la frecuencia de trabajo de la FM. En paralelo con cada sección del tandem se conectan trimers cilíndricos del tipo PHILIPS de 25 pF de máxima fáciles de montar y cómodos en el ajuste.

La señal del oscilador local debe aplicarse también a la mezcladora, y en ese caso ello se hace por vía inductiva, mediante el simple procedimiento de colocar cerca las bobinas L_3 y L_4. Una distancia de unos 12 mm es adecuada para ese objeto. En cambio, L_1 no debe tener acoplamiento con las otras bobinas, de modo que en el montaje debe cuidarse ese detalle.

Los demás elementos del circuito son de alimentación y aislación o filtro. Veamos. Los dos triodos de la ECC85 tienen polarización mediante un resistor común a sus cátodos, de 68 Ohm; hay allí un choque de 3,9 microhenry para mantener en cátodo alto potencial de RF. Este choque lo fabrica ESPIÑO. Las placas de esos triodos llevan los resistores de placa de 10 Kilohm. La placa del triodo de la izquierda se pasa a masa mediante un capacitor, ya que la señal para el segundo triodo se toma del cátodo. Antes de esos dos resistores encontramos, en serie con la alimentación, un filtro de RF formado por el resistor de 1 Kilohm y el capacitor de 200 pF. La señal debe ir de la placa del segundo triodo de la ECC85 al circuito sintonizado, pero la tensión continua de placa no debe pasarse a masa a través de L_3, de modo que se aísla eso con el capacitor de 39 pF. Lo mismo ocurre con la tensión continua de grilla de la mezcladora, que se aísla de masa con otro capacitor de 39 pF. Y en el oscilador hay también un capacitor de aislación, de valor 39 pF, conectado entre L_4 y la grilla del triodo. La polarización de esta última se da con el resistor de 22 Kilohm; la alimentación anódica del oscilador se hace con el resistor de 22 Kilohm, pasado a masa por el capacitor de 0,005, como corresponde en el montaje Hartley.

Hay otros filtros; la placa de la mezcladora tiene un filtro de RF con un resistor de 5,6 Kilohm pasado a masa con el capacitor de 0,005 μF. La pantalla de la misma tiene un resistor reductor de 33 Kilohm, pasado a masa con 0,005 μF. Y la grilla de esta válvula está polarizada con el resistor de 1 Megohm. Todos los capacitores son de cerámica y los resistores de ¼ Watt, excepto los de placa y pantalla, que son de ½ Watt.

Así llegamos a la salida de señal, que después de la mezcla será precisamente la FI. De la placa de la mezcladora, entonces, pasamos al primer transformador de FI, que es un ESPIÑO T60 con sintonía a permeabilidad; del secundario del mismo sacaremos una conexión para la grilla de la primer amplificadora de FI, cuyo circuito de conjunto veremos más adelante. Las conexiones de la sección conversora de frecuencia se completan con el positivo de alimentación, que corresponde a una tensión de 175 Volt que tenemos en la fuente, el retorno de masa y las conexiones para los filamentos de las válvulas.

Montaje de las partes

Si estuviéramos describiendo un receptor común de AM, no sería necesario hablar de los detalles concernientes al montaje de partes, conexiones, etc. Esos temas los conocen muy bien los armadores de radio. Pero en FM hay que tener en cuenta muchas cosas para evitar el fracaso del armado. Téngase en cuenta que estamos trabajando con circuitos cuyas señales son del orden de los 100 MHz. A este respecto cabe destacar la seriedad de algunos detalles que carecen de importancia en frecuencias de ondas largas.

Supóngase que se tenga un trozo de cable de 1 mm de diámetro, colocado a unos 5 mm del chasis, y con una longitud de 10 mm. Ese trozo de cable presenta con respecto al chasis una capacidad de 0,5 pF, según las leyes de la Electrotécnica. Y, a la frecuencia de 100 MHz, la impedancia que corresponde será de 3.000 Ohm. Como se ve, estas cifras no se pueden despreciar y ello nos dice de la necesidad de acortar al máximo las conexiones.

Otro factor importante es la inductancia de los conductores. Haciendo cálculos similares a los que hicimos para la capacidad llegaríamos a cifras importantes en cuanto a la impedancia de un trozo de cable a esa frecuencia. Con estas consideraciones previas, pasemos a montar las partes del conjunto conversor de frecuencia.

Debido a que las conexiones a masa deben ser de muy baja resistencia, y que la conexión mediante tornillo y tuerca debe ser descartada, necesitamos un chasis de cobre o bronce, o cualquier otro material soldable. El aluminio, tan usado en equipos de radio, en este caso no es conveniente. El chasis de la pequeña unidad de sintonía se forma con una chapa de bronce de 10 x 10 cm y un mm de espesor. Sobre ella trazamos la distribución que nos muestra la figura 60, que incluye la fijación del tandem, los dos zócalos y el transformador de FI. El tan-

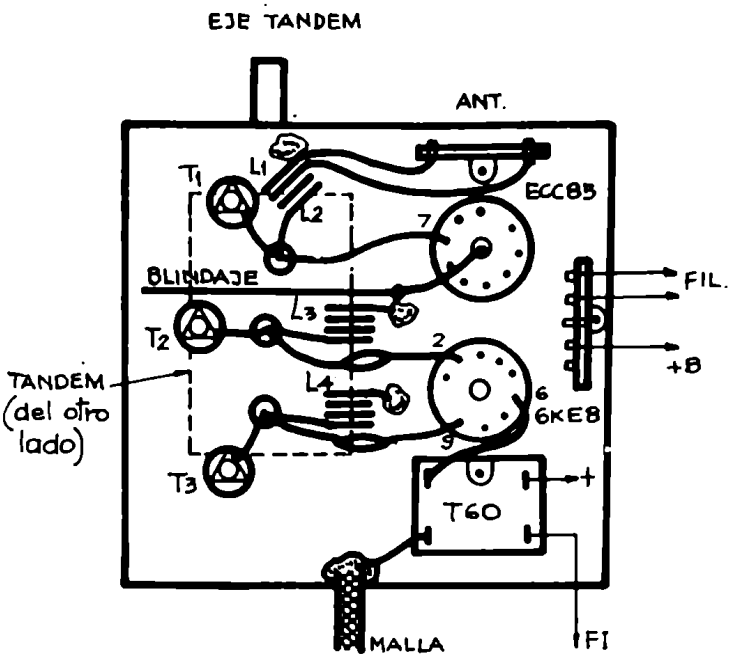


Fig. 60.- Distribución de los componentes del conversor sobre una plaqueta metálica o subchasis.

dem queda en la parte de atrás del dibujo, y debe montarse con arandelas aislantes, para ser conectado a masa mediante malla de blindaje soldada a las horquillas y a chasis.

Justo en los lugares donde están los terminales del tandem se hacen orificios grandes en el chasis, para poder soldar en aquellos los terminales de las bobinas y los elementos que conectan el tandem a las válvulas. Esto puede verse en detalle en la figura 61. De esta manera la bobina queda autosoportada con la soldadura a masa en su otro terminal y lo mismo ocurre con el capacitor cerámico de acoplamiento o el alambre rígido directo, en el caso del primer conjunto sintonizado.

Los trimers Philips se colocan en la forma indicada en la figura 62; se practica un agujero en el chasis de manera que entre sin holgura el perno de masa del trimer, y se suelda. El terminal de la armadura fija se suelda al terminal del tandem, en cada sección.

Las bobinas se colocan en las posiciones que marca la figura 60, y para evitar el acoplamiento entre L_2 y las otras, se coloca una chapa de blindaje perpendicular al chasis, que se suelda al mismo en un punto. La bobina de antena L_1 se coloca arrimada a L_2, con una separación de 0,5 mm. Las bobinas inter-etapa L_3 y osciladora L_4 se colocan paralelas, a una distancia de 12 mm. En la figura se ven las posiciones de los tres trimers T_1, T_2 y T_3.

Sobre estas bobinas conviene hacer una aclaración. Si se compra en plaza el juego de bobinas para FM, en el mismo vienen los transfor-

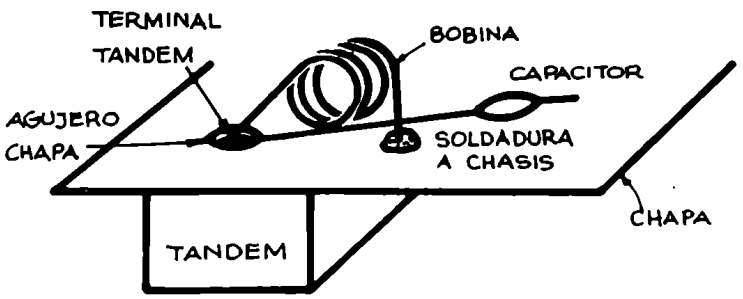


Fig. 61.- Forma de ubicar las bobinas y su conexión al tandem y a masa.

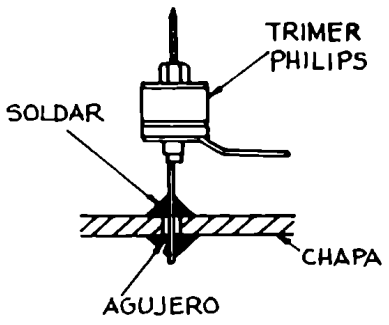


Fig. 62.- Forma de sujetar a la plaqueta los capacitores ajustables Philips.

madores de FI y las bobinas del conversor, con los terminales ya cortados a medida; solamente presentan la particularidad de que no guardan la separación debida entre espiras, porque ello es motivo de arreglo durante el armado e, inclusive, durante la calibración. Pero si se adquiere por un lado el tandem especial y los transformadores de FI, las bobinas habrá que hacerlas. En ese caso hay que dar la información necesaria, y es lo que suministra la tabla adjunta.

las, otro puente aislante para los terminales de antena y el transformador de FI que es un ESPIÑO T60. Es importante observar la colocación de los zócalos de las dos válvulas, que son novales, pero que deben orientarse de la manera indicada en la figura para acortar las conexiones al tandem. Del borne de masa del T60 se toma una conexión a chasis y allí mismo se suelda un trozo de malla de blindaje para unir este pequeño chasis al del resto del equipo.

Las conexiones de los elementos de alimentación, filtro y aislación debe hacerse siguiendo ciertas normas que es importante comentar. Por ejemplo, los resistores y capacitores tienen terminales para soldar y al hacerlo debe tenerse en cuenta lo que muestra la figura 63. Es decir que deben cortarse esos terminales a su longitud mínima y no deben colocarse formando curvas cerradas que constituyen medias espiras y que, por lo tanto, ofrecerán inductancia a la RF; tampoco convienen los ángulos agudos, ni siquiera los rectos, sino más bien curvas suaves.

Las conexiones a masa requieren una explicación aparte. La figura 64 nos muestra cómo deben encararse las conexiones a masa de todos

Bobinas para el conversor de la figura 59

Bobina	*Espiras cantidad*	*Diámetro interno mm*	*Separación espiras mm*	*Diámetro alambre mm*
L_1	2,5	19	0,5	0,5
L_2	3	19	1,0	1,5
L_3	3	19	1,0	1,5
L_4	4	19	1,0	1,5

(La derivación en L_4 a 1,5 espiras desde abajo)

En la figura vemos otros elementos, como ser un puente aislante al que llegan las conexiones para filamentos y alimentación de las dos válvu-

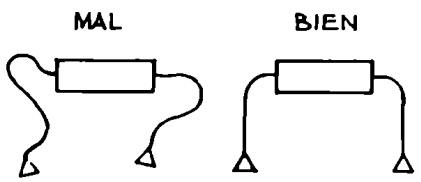


Fig. 63.- Los resistores y capacitores deben conectarse como lo indica esta figura en la situación marcada bien.

los elementos asociados a una válvula. Los zócalos de las mismas tienen unos tubitos centrales que sirven de blindaje entre patitas y para hacer la conexión a chasis; bien, a esa única conexión a chasis por válvula deben soldarse los terminales de todos los elementos que van a masa y de tal manera que esa masa quede, en el chasis, cerca del zócalo. La figura 64 ilustra el caso de un pentodo, pero se procede de manera similar para un triodo.

De los terminales del puente aislante, uno estará destinado al positivo general; de ese terminal salen los resistores para placa y pantalla,

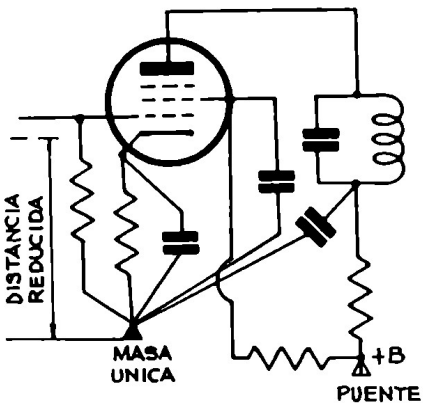


Fig. 64.- Forma de hacer las conexiones a masa y las de alimentación.

pero los capacitores de paso a masa van en la forma que muestra la figura 64. La conexión entre la placa y el terminal del transformador de FI debe ser lo más corta posible, y eso debe tenerse en cuenta al ubicar el transformador en el chasis. Las válvulas deben llevar blindajes, de modo que los zócalos a usar estarán provistos de tales implementos.

Es muy importante destacar que una vez terminada la plaqueta del conversor, debe hacerse una caja de aluminio que le sirva de blindaje sin tocarla. Esta caja se asegura al chasis general de la unidad.

Algunos diseñadores recomiendan colocar un filtro de RF en el circuito de filamentos, tal como lo muestra la figura 65. Ese filtro se hace con un bobinado de choque que se arma sobre una forma de 6 mm de diámetro y con unas 10 espiras de alambre de un mm de diámetro, arrimadas; el capacitor derivado es de 0,001 μF. Los dos filamentos de las válvulas del conjunto que hemos visto quedarían en paralelo, y con uno de sus extremos a masa; en ese caso, en la figura 60 habría que anular una de las flechas que aparecen a la derecha con la indicación FIL., ya que eso va a masa. Lógicamente, en el resto del equipo también irá a masa uno de los terminales de 6,3 Volt.

El canal de FI

Ya tenemos el conjunto conversor de frecuencia que nos entregará una señal de FI de 10,7 MHz, la cual debe ser amplificada convenientemente antes de la demodulación. Esa señal se toma del terminal del transformador T60 que vemos a la derecha en la figura 59.

Un amplificador de FI para señales de FM debe tener tres etapas en los receptores comunes de FM monoaural y cuatro en los multiplex. Si se emplean las amplificadoras denominadas *reja de cuadro*, que tienen mayor ganancia, puede suprimirse una etapa y es lo que hemos hecho en el circuito que vemos en la figura 66. Las dos válvulas tienen la doble denominación, pues una corresponde a la nomenclatura europea y otra a la americana; tienen base noval y la diferencia entre ambas es que la EF183 es un pentodo de corte semi alejado y la EF184 es de corte neto. La tercer válvula es la

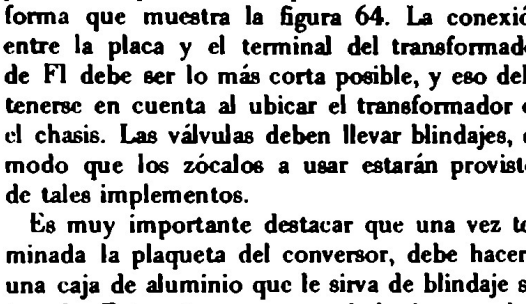


Fig. 65.- Pueden disponerse filtros de RF en los circuitos de filamentos.

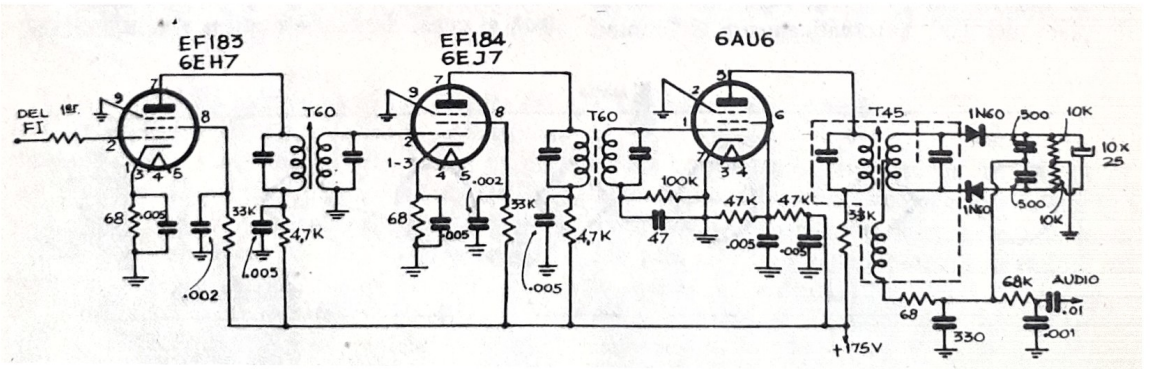


Fig. 66.- Circuito de las secciones de FI, limitadora y demoduladora, que integran la segunda plaqueta del equipo de FM.

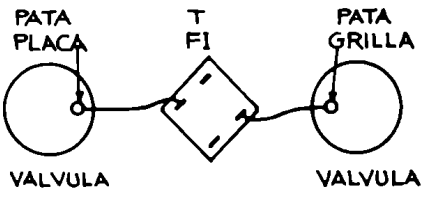


Fig. 67.- Forma de ubicar los zócalos de válvulas y transformadores de FI.

limitadora de amplitud y se usa un pentodo 6AU6 de corte neto, con base de 7 patas.

Para completar el canal de FI se utilizan dos transformadores de FI iguales al que pusimos en el conversor, es decir los ESPIÑO T60 y uno del tipo ESPIÑO T45, que es diferente pues responde al circuito de la figura 46 o sea al detector de relaciones. Toda la sección del esquema que queda a la derecha del T45 corresponde entonces al demodulador y en la parte inferior de esa sección vemos el filtro de de-énfasis a la salida de audio.

Los elementos de polarización, paso de señal y filtros contra acoplamientos aparecen todos en el esquema, pues son resistores y capacitores. Los capacitores son de cerámica y los resistores son de ¼Watt, excepto los de placa y pantalla, que son de ½ Watt. Para su ubicación y conexiones, deben respetarse las normas dadas antes para el conversor, y además deben tenerse en cuenta otras cuestiones que analizaremos de inmediato.

La primera concierne a la ubicación de elementos en la plaqueta que servirá de sub-chasis a la unidad de FI. Veamos la figura 67 que nos muestra una parte de los elementos que constituyen el canal de FI. Los zócalos y transformadores deben ubicarse de tal manera que las conexiones sean lo más cortas posible. Por ejemplo, el zócalo de la EF183 se ubicará de modo que su pata 7 quede cerca del terminal de placa del T60; automáticamente el terminal de grilla de éste queda en posición opuesta en diagonal y allí cerca debe quedar la pata 2 del zócalo de la EF184. El mismo criterio se sigue con los otros elementos a ubicar.

Hay casos en que no se proyecta una plaqueta de forma rectangular con elementos alineados, sino que en un determinado lugar la alineación debe sufrir un codo, como el que vemos en la figura 68. Bien, las conexiones de placa y de grilla de una válvula no deben quedar cerca, mientras que las de entrada y salida en un transformador pueden estarlo, ya que de todos modos ese acoplamiento existe adentro

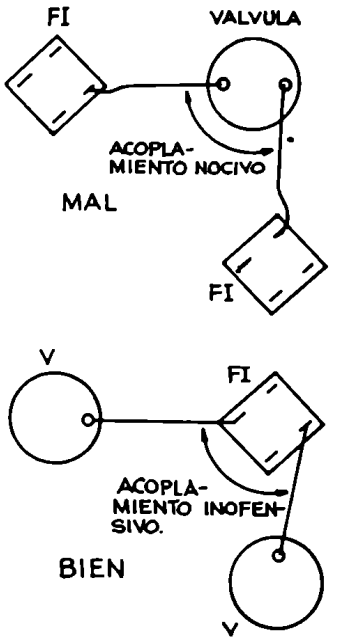


Fig. 68.- El fabricante de las bobinas de FM recomienda esta precaución cuando la línea de montaje forma un codo.

del mismo. Entonces, el codo de la alineación debe tener un transformador y no una válvula.

Vamos ahora a la plaqueta que armaremos con el canal de FI. Se usa una chapa de bronce

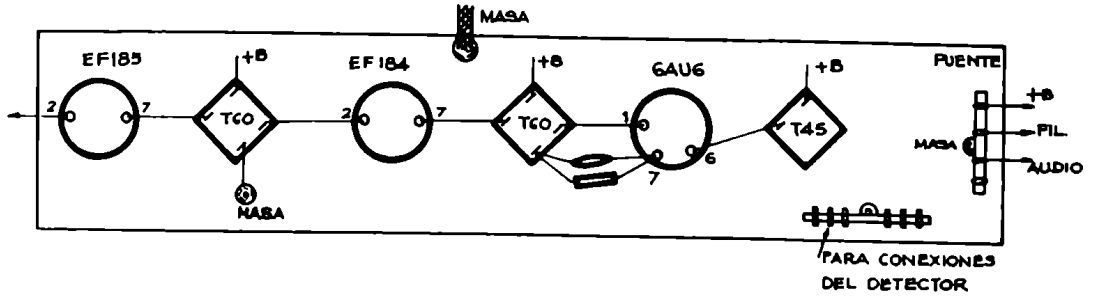


Fig. 69.- Disposición de elementos en la plaqueta de FI cuyo esquema vimos en la figura 66.

de forma rectangular, tal como lo vemos en la figura 69; no recomendamos el aluminio porque las soldaduras a chasis deben ser eficientes contactos. Las dimensiones de la chapa pueden ser unos 16 a 18 cm de largo por unos 4 a 5 cm de ancho; el espesor puede ser un mm. Hay dos puentes aislantes, uno para los terminales de alimentación y el de salida de audio y el otro para soportar los elementos que forman el demodulador; este segundo puente debe ser de 6 terminales.

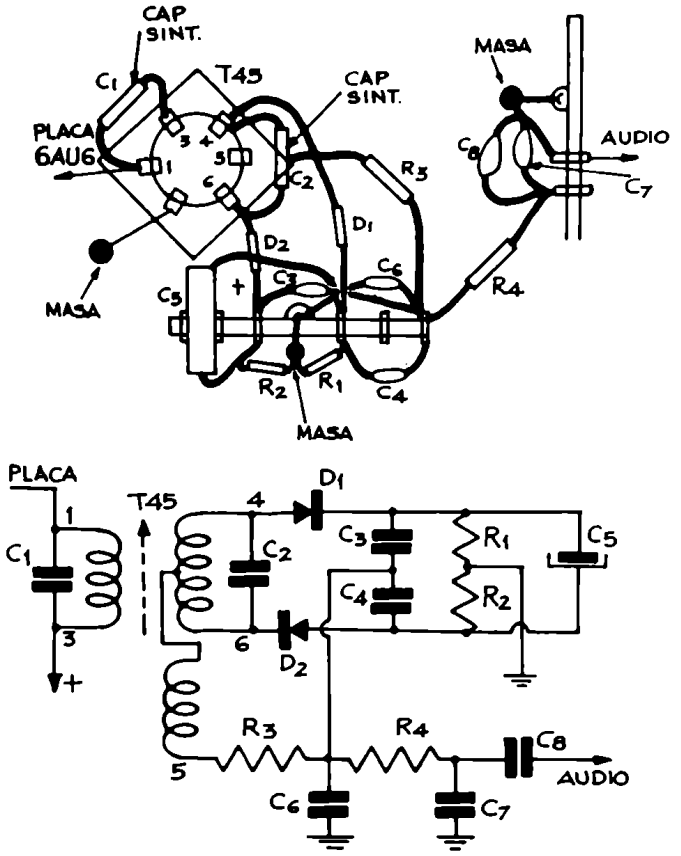


Fig. 70.- Ejemplo de colocación de elementos en la sección del demodulador.

A fin de ilustrar sobre uno de los detalles del armado, la figura 70 nos muestra la sección correspondiente al detector de relaciones, en sus dos aspectos: la colocación de elementos, arriba y el circuito abajo. Observamos, por lo pronto, que los transformadores de FI traen sus capacitores de sintonía aparte, de modo que deben ser soldados en los terminales de aquellos. También se destaca que conviene emplear elementos lo más pequeños posible, es decir resistores de composición de ¼ Watt y capacitores cerámicos tubulares o de disco, pero chicos. El único capacitor que no es tan pequeño es C_5 que es electrolítico, pero se ubica muy bien a la izquierda del puente. El corrector para de-énfasis se ubica en el otro puente, que aparece a la derecha, pues allí está el terminal de salida de audio; no hace falta decir que esta salida debe ser hecha con cable blindado. Nótese que, a diferencia con los T60 que tienen cuatro terminales, el T45 tiene seis.

La fuente de alimentación

Para completar el sintonizador de FM que estamos armando necesitamos una fuente que nos suministre la tensión para filamentos y la continua para el +B o sea para placas y pantallas. Esta fuente se muestra en la figura 71 y vemos allí que se usa un transformador con dos secundarios: uno de 200 + 200 V. a 80 mA y otro de 6,3 V. 2 A. La rectificación de onda completa se hace con dos silicones de 600 V. 0,5 A. y

los protectores contra transitorios son dos resistores de 10 Ohm 1 Watt. Hay un resistor reductor de tensión, que es de alambre, de 500 Ohm a 25 Watt de disipación, y cuya brida puede correrse para ajustar la tensión de salida, a plena carga, a 175 Volt. Los electrolíticos de filtro son dos unidades de 100 μF X 350 V.

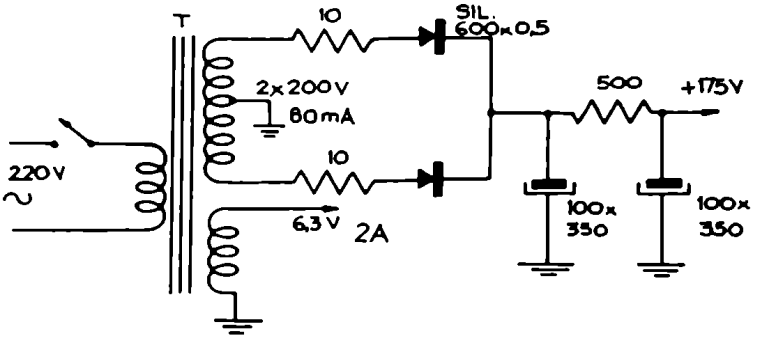


Fig. 71.- Esquema de la fuente de alimentación para el sintonizador de FM.

Para el encendido del equipo hay un interruptor que se coloca en el primario del transformador *T*, de modo que queda en serie con la conexión a la línea de 220 V. 50 Hz. Hasta aquí la descripción de los componentes de la fuente de alimentación. Ahora veremos su ubicación en el chasis general del equipo.

Armado del conjunto

Ha llegado el momento de colocar las tres secciones que tenemos en el chasis general del sintonizador. En realidad, tenemos dos plaquetas, una del conversor y otra de la FI, ya que la fuente la armamos directamente sobre el chasis general, el cual debe haber sido proyectado de antemano. La figura 72 nos muestra ese chasis desde abajo, tal como veíamos las plaquetas en las figuras 60 y 69. Llamamos la atención sobre un detalle muy importante: estas dos plaquetas deben montarse aisladas del chasis principal, y la conexión a la masa de ese chasis se hace con tiras de malla de blindaje bien soldada. Si el chasis principal es de aluminio, cosa posible, esas conexiones se hacen mediante un tornillo con arandelas de bronce, y con una muy buena presión de la tuerca.

La ubicación de elementos está de acuerdo con el frente y gabinete del aparato, que mostramos en la figura 73. Habrá que improvisar un dial de sintonía, o comprar uno de los comunes y pegarle una escala en blanco encima de la que

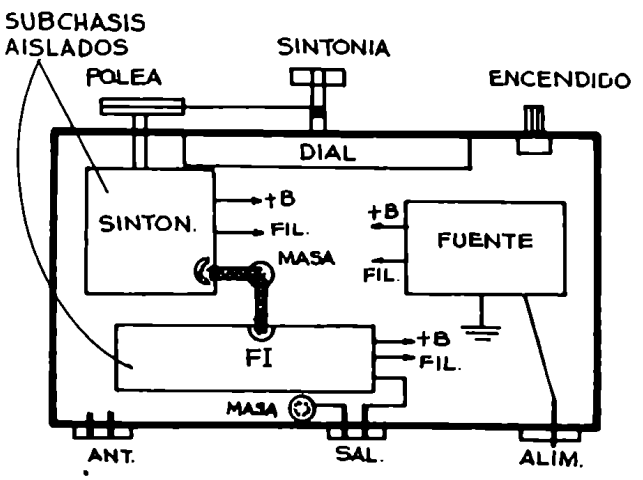


Fig. 72.- Chasis para el sintonizador de FM visto desde abajo.

tiene, para grabar en ella las frecuencias desde 88 hasta 108 MHz. Las dimensiones indicadas son ilustrativas y muestran la tendencia de ha-

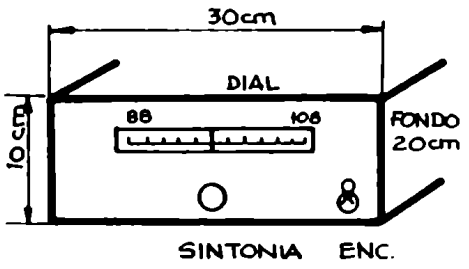


Fig. 73.- Una sugerencia para el gabinete que contendrá a la unidad.

cer estos gabinetes bajos, para colocarlos sobre una mesa e inclusive para combinarlos, por superposición, con el amplificador de audio que inevitablemente debe ser conectado a este sintonizador.

Para la posición adoptada para la plaqueta del sintonizador, la perilla de sintonía puede ubicarse en la parte central del frente, abajo. Si se quiere colocar esa perilla a un costado del dial, hay que invertir las posiciones, poniendo el sintonizador a la derecha en la figura 72, porque es preferible sintonizar con la mano derecha. En este caso hay que dar vuelta las dos plaquetas del conversor y de FI invirtiendo la posición de todos sus componentes.

En la parte posterior del chasis se ven las fichas para entrada de línea de alimentación, salida de audio y entrada de antena. El gabinete que contendrá al conjunto queda un poco librado al criterio del lector. Pero hacemos la salvedad de que existen en plaza gabinetes hechos, con chasis y panel frontal, que se prestan para la construcción que hemos encarado. Un detalle que no hemos mencionado pero que es común a todos los receptores, es que el dial puede ser iluminado mediante un par de foquitos de 6,3 V. 0,15 A., que se alimentan con el mismo bobinado de filamentos.

Ajuste y calibración de la unidad

Antes de comenzar a describir el método de calibración del sintonizador de FM queremos advertir que este proceso no puede hacerse a oído, o sea sin instrumental adecuado, cosa que en receptores de AM se hace con un éxito aceptable si se tiene experiencia. Para realizar bien el ajuste completo necesitamos un generador de señales de RF que llegue hasta los 110 MHz o, en su defecto, uno que llegue hasta 55 MHz, y trabajaremos con la segunda armónica de la banda superior del mismo. Además, un voltímetro electrónico, uno de alterna y uno de continua, estos dos últimos vulgo multímetros.

Lo primero que debemos hacer será verificar las tensiones de trabajo del conjunto, o sea que la tensión +B general está en la cifra marcada en los esquemas o muy poco diferente. La válvula 6AU6 debe trabajar con una tensión anódica muy baja, para lo cual el resistor de 33 Kilohm de placa de la misma será cambiado si en placa hay una tensión que no esté comprendida entre 80 y 100 Volt. En pantalla de la misma habrá una tensión ligeramente inferior a la de placa, unos 20 Volt menos, y para conseguirlo alteramos, si fuera necesario, uno de los resistores de 47 Kilohm que están conectados a la pantalla de esa válvula. Con esto el limitador queda en condiciones.

Ahora observemos el circuito parcial que muestra la figura 74; vemos allí la válvula mezcladora 6KE8, y su grilla es el punto *A* de calibración. En la limitadora 6AU6, marcamos el punto *B*. Y en el demodulador se han indicado los puntos *C*, *D* y *E* de calibración. Los bornes de antena son el punto *F*. Iremos nombrando esos puntos a medida que los necesitemos para el proceso de ajuste.

Ajuste de la FI. Ponemos el generador de RF en 10,7 MHz aplicado al punto *A* y conectamos el voltímetro electrónico en el punto *C*. Ahora, cuando hay señal del generador, habrá indicación en el VE; esa señal debe ser sin modular. Actuaremos sobre los núcleos de los transformadores de FI, buscando máxima salida en el VE, y de la siguiente forma: primero el núcleo del primario del T45, núcleo inferior del mismo, luego los núcleos de los T60, pero comenzando por el último, núcleo inferior, luego el superior, después el penúltimo T60 en el orden indicado, despues el primer T60. El que mencionamos como último es el que está entre placa de la EF184 y grilla de la 6AU6 y el que nombramos como primero es el que está entre placa de la 6KE8 y grilla de la EF183.

En la operación indicada puede ocurrir lo siguiente: que se obtenga máxima salida para posiciones muy acercadas de los núcleos inferior y superior. Ese ajuste es incorrecto aunque dé mayor salida porque hay sobreacoplamiento; debe buscarse el punto de ajuste con los núcleos en posición alejada.

A medida que avanzamos en la calibración debe reducirse la salida del generador de RF para evitar que éste sobrecargue al equipo y produzca un falso punto de ajuste.

sador de salida conectamos el VE en el punto *B*. Si el generador tiene una banda que cubra la gama de 88 a 108 MHz, usamos esa; en caso contrario usamos la que llegue hasta 55 MHz o

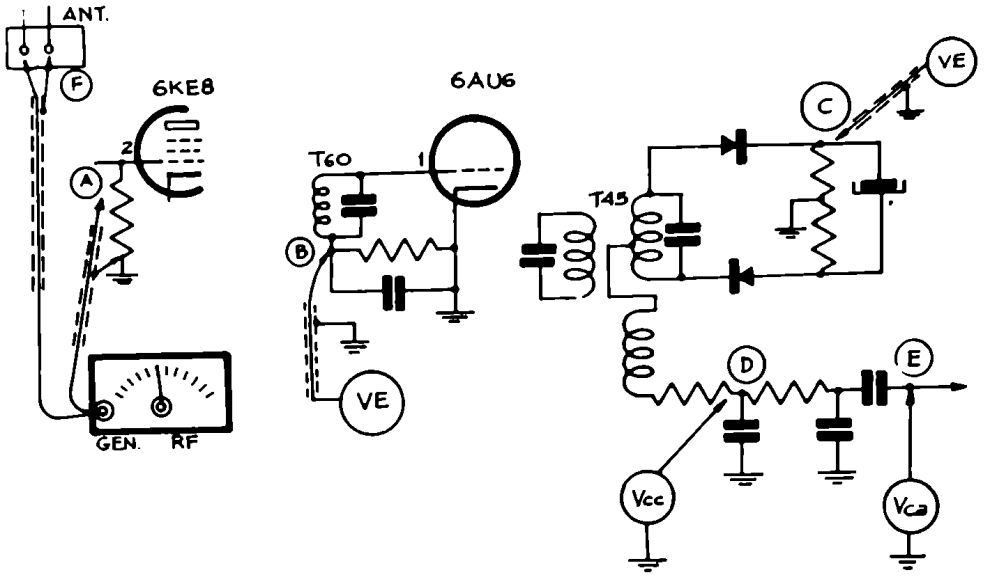


Fig. 74.- Puntos de calibración y conexión de los instrumentos necesarios para el ajuste de la unidad de FM.

Ajuste del demodulador. Ahora mantenemos el generador de RF en 10,7 MHz, pero le conectamos la modulación. Conectamos un voltímetro de c.c. en el punto *D* y uno de alterna en el punto *E*. El núcleo del primario de T45, que es el inferior, debe ser retocado hasta que la indicación de c.a. en *E* sea máxima; el núcleo del secundario, o sea el superior, debe ser ajustado hasta que el voltímetro de c.c. en *D* marque cero. Como puede ser que no dispongamos de dos voltímetros, recordemos que tenemos sin uso en esta operación el VE, y podemos usarlo para medir la c.a. en *E*.

Ahora, si desplazamos la frecuencia del generador de RF en 100 KHz a ambos lados de 10,7 MHz, o sea que los llevamos primero a 10,6 y luego a 10,8 MHz, deben observarse desviaciones en el voltímetro de c.c. puesto en *D*, que sean iguales, o sea que los apartamientos desde el cero deben ser iguales para idénticas desviaciones de frecuencia de portadora en más o en menos.

Ajuste del conversor. Ahora el generador de RF debe ser quitado del punto *A* y pasado a los terminales para antena, punto *F*, que están conectados a la bobina L_1, según lo comprobamos en la figura 59. Como instrumento acualgo así. No se necesita aplicar modulación, porque el indicador nos medirá amplitud de portadora.

Colocamos el generador en unos 106 MHz (ó en 53 MHz) y el tandem casi abierto, buscando la señal; se retocan los trimers T_1 y T_2 (figura 59) hasta máxima indicación del VE. Si la señal no aparece cerca del extremo del dial que corresponde a tandem casi abierto se retoca el trimer de la oeciladora, es decir el T_3, hasta lograrlo. Ahora pasamos el generador a 90 MHz (ó a 45 MHz) y cerramos casi del todo el tandem. Se busca máxima salida separando o acercando las espiras de L_2 y L_3. Se recomienda no tocar a L_4. Pero también puede retocarse L_1 en su espaciado y en su distancia a L_2.

Esta operación de ajuste puede repetirse para afinar la calibración. Al final, la banda cubierta debe superar ligeramente en ambos extremos a la extensión normal en FM es decir, de 88 a 108 MHz, desde tandem totalmente cerrado hasta totalmente abierto.

Y ahora que tenemos el generador de RF podemos marcar las frecuencias en la escala del dial, para dibujar después los números con prolijidad. De todos modos, ya debe haber existencia en plaza de diales para FM.

Día 7

Comenzamos la jornada anterior con una justificación sobre la descripción de equipos con válvulas basada en la existencia de una cantidad de lectores de estos temas que las usan indiscriminadamente y a quienes no quisimos privar del placer de construir sus propios equipos. Ahora encararemos el mismo tema, pero referido a circuitos que emplean transistores con lo que conformamos al otro sector de lectores. Si este libro viera la luz dentro de algunos años, no muchos, seguramente no hubiera tenido esa alternativa. Con el tema de este capítulo terminamos con la recepción de señales monaurales o monofónicas, pues comenzaremos con la estereofonía radial; pero debemos advertir que muchos de los asuntos tratados hasta aquí serán necesarios en la descripción del resto del libro, de modo que recomendamos prestarles la atención debida aunque el propósito del lector sea el de abordar la construcción de receptores para estereofonía. El haber encarado el desarrollo del tema en esta forma se apoya en razones didácticas que favorecen la comprensión escalonada. Con esta salvedad, pongamos manos a la obra.

UN SINTONIZADOR DE FM A TRANSISTORES

Para realizar el proyecto de un equipo electrónico de cualquier naturaleza deben tenerse en cuenta varios factores decisivos. Por supuesto que el primero de ellos se refiere a las finalidades del equipo, es decir el uso a que estará destinado; otro factor se vincula con las modalidades del servicio y hay un tercer factor que es importante y es el que contempla la existencia de elementos. En nuestro medio los circuitos que presentarán menos problemas son los que contienen componentes de fabricación local.

Si el equipo de que se trata es un receptor de FM, los elementos básicos son los transistores, el tandem y las bobinas. Adoptando todos ellos de entre la suficiente variedad que ofrece la industria local el lector no tendrá dificultades en armar el equipo. Entonces, emplearemos transistores de germanio de aleación difundida con cápsula metálica, muy apropiados para el tipo de servicio. El tandem será otra vez el BELBAR de 23 pF por sección, que se fabrica especialmente para FM; y los transformadores de FI serán también los ESPIÑO. Las bobinas de RF pueden hacerse en la misma forma que se procedió para el equipo a válvulas o adquirirlas conjuntamente con los FI, ya que hay conjuntos disponibles en plaza.

Justificada la elección de los componentes, podemos pasar a desmenuzar el circuito general del sintonizador de FM que se propone en esta oportunidad, el cual será totalmente a transistores; y como el demodulador que resulta más conveniente es el detector de relaciones, que lleva dos diodos de germanio, podemos emplear para este equipo la calificación tan en boga en los últimos tiempo, diciendo que es de *estado sólido*.

En la misma forma como procedimos con el sintonizador a válvulas que tratamos en el capítulo anterior, dividiremos el circuito general en tres secciones: el conversor, el canal de FI y el resto del equipo. De este modo, la primer sección a considerar es el conversor de frecuencia.

El conversor de frecuencia

Al ocuparnos de la figura 53 describimos un conversor al cual le asignamos buenas cualidades; entonces, podemos quedarnos con ese circuito, efectuándole las modificaciones necesarias para una realización netamente práctica y alterando los elementos de polarización para adecuarlos al tipo de transistores que utilizaremos en esta oportunidad. Así llegamos al circuito de la figura 75 que es muy parecido al mencionado antes, de modo que no será necesario hacer una explicación teórica del mismo. Se incluye el pri-

mer transformador de FI porque se coloca en la plaqueta del conversor.

Los transistores usados son del tipo PNP, de germanio, de aleación difundida, con encapsu-

de usarse alambre estañado para las mismas. Además, recordamos que en plaza se encuentra el conjunto de elementos para este sintonizador, el cual incluye las bobinas, los transformadores

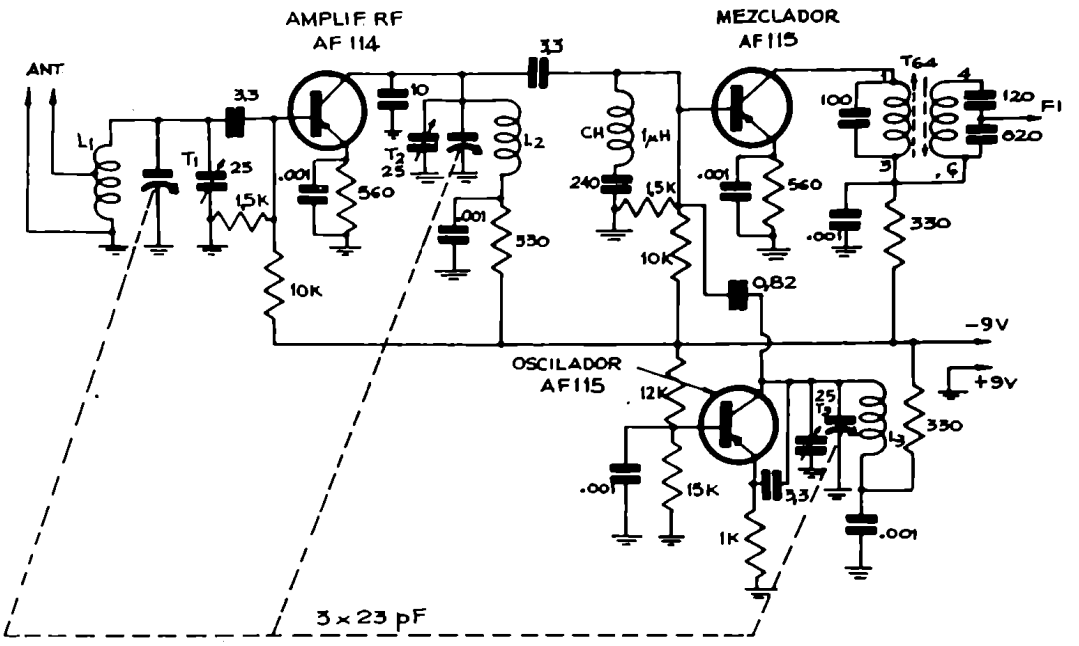


Fig. 75.- Circuito de la sección conversora de frecuencia del sintonizador de FM a transistores.

lado metálico, el cual puede ser conectado a masa. A fin de que el lector se oriente sobre la manera de conectarlos, la figura 76 muestra el código de la base vista desde el lado de los alambres. El terminal de colector *C* está un poco apartado de los otros tres; luego viene el terminal de la envoltura metálica, el terminal de base *B* y finalmente el de emisor *E*. Este código corresponde a los tipos AF114, AF115 y AF116, de los cuales el tercero no aparece en la figura 75 pero sí en el canal de FI que veremos más adelante.

Veamos ahora las bobinas que necesitamos para realizar este conversor de frecuencia. Desde ya anticipamos que se trata de las mismas que usamos para el conversor a válvulas, ya que tenemos el mismo tandem. La variante está en que la bobina de antena no tiene primario y tiene derivación en su único bobinado y que la osciladora no necesita derivación por el tipo de circuito oscilador que se emplea en esta oportunidad.

Téngase en cuenta, para hacer las bobinas, que dado el montaje rígido que se utiliza, puede FI y los capacitores de sintonización de estos últimos, de los cuales nos ocuparemos.

Hay un detalle que es importante y se refiere a la inclusión de una trampa de ondas, formada por un circuito resonante serie con el choque de 1 µHy y con el capacitor de 240 pF que vemos en el circuito de base del mezclador. Con los valores indicados esa trampa resuena en 10,7 MHz, o sea el valor de la frecuencia intermedia. El objeto de su inlusión es lograr que a la frecuencia de 10,7 MHz la impedancia de entrada del mezclador se haga nula, o por lo menos muy baja, para evitar que la señal de FI actúe sobre el conversor. Como los circuitos resonantes serie tienen precisamente esa propiedad, de que su impedancia se reduce a valores casi nulos en resonancia, cumplimos el objetivo.

El choque de 1 µHy puede adquirirse hecho (ESPIÑO 201) o hacerse con un alambre esmaltado de 0,5 mm de diámetro, dando 14 vueltas juntas sobre un eje de potenciómetro o forma de 6,35 mm de diámetro, la que luego se retira para dejar el bobinado al aire, o sea autosoportado. El capacitor a conectar en serie debe te-

Bobinas para el conversor a transistores

Bobina	*Espiras cantidad*	*Diámetro interno mm*	*Separación espiras mm*	*Diámetro alambre mm*
L_1	3	19	1,0	1,5
L_2	3	19	1,0	1,5
L_3	4	19	1,0	1,5

La derivación en L_1 a una espira desde abajo

ner 240 pF, pero puede servir uno de 250 pF, y como el resto de los capacitores empleados, será de cerámica.

Los resistores son todos de ¼ Watt de disipación, debiendo elegirse los modelos pequeños, y cortar sus terminales lo más cortos posible. Igual recomendación hacemos para los terminales de los capacitores. Esto está vinculado con las explicaciones dadas para la figura 63.

Otro detalle que puede traer problemas al que arme esta unidad es el capacitor de acoplamiento entre el oscilador y el mezclador, o sea el capacitor de inyección; su valor, indicado en el esquema, es de 0,82 pF. Si se lo obtiene en plaza, no hay problema, pero si no ocurre así, puede ser improvisado ese capacitor con un trozo de alambre con aislación de plástico, uno de cuyos extremos va al colector del oscilador y el otro, sin soldarlo, se arrolla en dos o tres espiras sobre el alambre de base del mezclador.

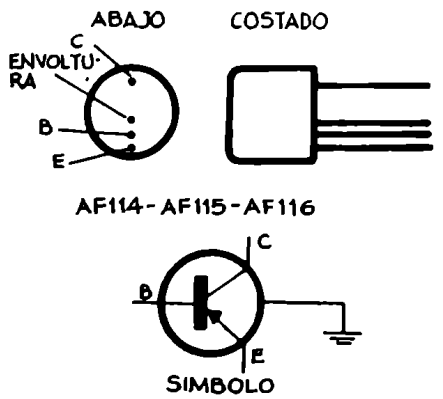


Fig. 76.- Código de conexiones de los transistores usados en la unidad que se describe.

Detalles constructivos

Una vez que tenemos todos los elementos que integran el conversor de frecuencia, procederemos a armarlo. Utilizamos una plaqueta de bronce, por las razones que dimos al ocuparnos de la figura 60, esto es, la facilidad de soldar las conexiones a masa. Esta chapa puede tener unos 10 cm de largo, por 7 cm de ancho y un mm de espesor; resulta más chica que la que usamos en el conversor a válvulas por ser menor el espacio necesario para los transistores. Así llegamos a la figura 77, que debe ser observada repasando las figuras 60, 61 y 62.

En efecto, utilizamos los mismos trimers cilíndricos PHILIPS. el mismo sistema de montaje de las bobinas y el mismo tandem, de modo que la similitud del montaje es evidente. Este conversor no lleva acoplamiento inductivo entre la bobina interetapa y la osciladora, de manera que las tres bobinas deben separarse mediante chapas de blindaje colocadas perpendicularmente a la plaqueta y soldadas a la misma.

Los agujeros practicados en la plaqueta dejan ver los terminales del tandem, a los cuales se sueldan los extremos de esas bobinas. Los otros extremos no van a masa, salvo el caso de la bobina de antena; como van al punto de unión entre un resistor y un capacitor, esos dos elementos forman un soporte rígido que sirve para amarrar la bobina, tal como se ve en la figura 77. Los trimers se amarran en la forma que vimos en la figura 62. La derivación para la antena se suelda directamente sobre el alambre de la bobina, de tal manera que entre masa y esa derivación haya una vuelta completa que quede conectada a un puente de dos terminales al que se conectará la cinta de antena.

En el extremo inferior de la plaqueta, ángulo de la derecha, aparece el transformador de FI, que es un ESPIÑO T65. De dos terminales del

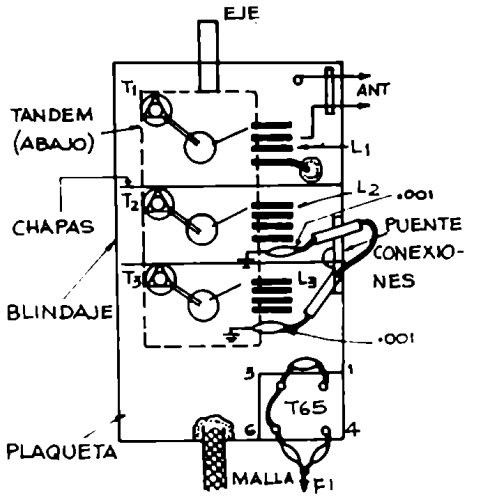


Fig. 77.- Distribución de los elementos en el subchasis del conversor.

mismo, los numerados 4 y 6, parten dos capacitores que forman juntos el punto de unión que se conectará a la entrada del canal de FI. Entre los otros dos terminales, los 1 y 3, va colocado el otro capacitor de sintonización, de 100 pF; todos esos capacitores son provistos por el fabricante de los transformadores.

En la parte central del costado derecho de la plaqueta va un puente de conexiones de cuatro terminales, más el de masa. Allí llega el cable de alimentación, que es el negativo de −9V de la fuente y de allí salen los resistores que suministran la alimentación de colectores y la polarización de bases de los tres transistores. La conexión del retorno de alimentación, indicada como +9V se hace por conexión a chasis y eso lo logramos en la misma forma como se vio en la figura 60, mediante un trozo de malla de blindaje bien soldada a la plaqueta. Del mismo modo se hacen las conexiones a masa del tandem, soldando trozos de malla a las horquillas y a la plaqueta.

Los transistores no aparecen en la figura 77 porque se colocan al final, y van ubicados en el eje central vertical de la plaqueta. Para amarrarlos, se suelda a masa el terminal que corresponde a la envoltura; luego, se hacen sus restantes conexiones. Recordamos aquí que para conectar transistores se debe cuidar de sujetar con una pinza de puntas cada terminal, de modo que la pinza quede intercalada entre el transistor y el punto de arrime del soldador; además, este último debe tener una punta caliente pequeña, apta para este tipo de trabajos.

Ahora, continuando con el montaje, veamos la figura 78 que nos muestra un aspecto de la colocación de uno de los transistores, precisamente el amplificador de RF. Observando esto podemos deducir cómo se colocan los otros dos, ya que su montaje es completamente similar, salvo las diferencias en las conexiones. Esta figura nos sirve también para comprobar la colocación del trimer, el tandem y la bobina.

Como en el conversor ya hemos colocado un transformador de FI, conviene que antes de describir el circuito del canal de FI nos ocupemos un poco de estos transformadores. Por razones de índole práctica, el fabricante los entrega sin derivaciones en sus bobinados, salvo el que va en el demodulador. Esas derivaciones son necesarias, pero se pueden tomar por vía capacitiva y entonces, si examinamos la figura 79, podremos comprender como funcionan.

Todos los transformadores anteriores al del demodulador, y son cuatro, llevan capacitores de sintonía externos; esto no es obligado, pero estamos describiendo los ESPIÑO que se en-

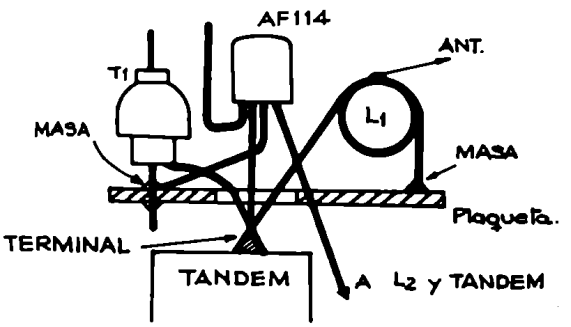


Fig. 78.- Detalles de la colocación de los trimers, bobinas y transistores.

cuentran en plaza. La derivación para la base se toma del punto de unión de los dos capacitores a conectar en el secundario, que son de 120 y 820 pF; el primario se sintoniza con 100 pF. Hay un alambre estañado que está arrimado al blindaje y que sirve para asegurar la masa de ese blindaje mediante el simple expediente de soldar al chasis ese alambre; esta precaución se ha tomado porque a veces el blindaje no llegaba al chasis en el montaje y la tuerca asegura el cuer-

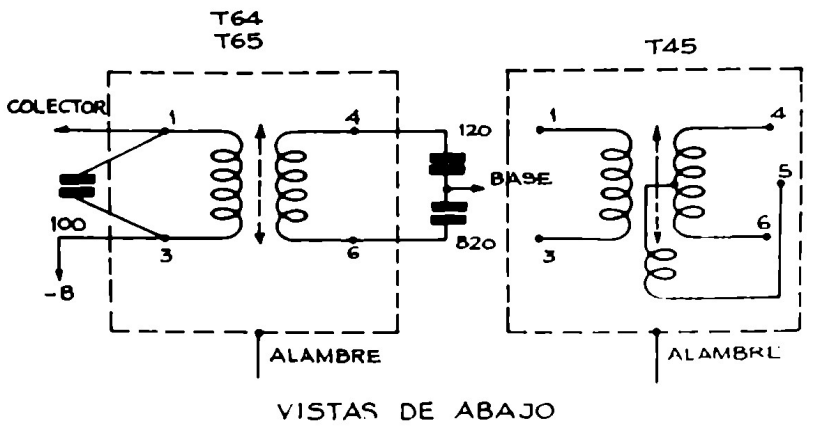


Fig. 79.- Código de conexiones de los transformadores de FI ESPIÑO.

po interno del transformador, que es de material aislante.

El canal de FI

Ahora pasamos a la segunda sección de nuestro sintonizador de FM, que es la plaqueta de FI que comienza con la salida del conversor y termina en el borne o terminal de audio, es decir que incluye al demodulador. Aquí puede hacerse un análisis de la cantidad de etapas amplificadoras que hacen falta y podríamos llegar a la conclusión que con dos etapas tenemos bastante. Pero, un receptor de FM común o monoaural puede ser transformado fácilmente en uno del tipo estéreo multiplex, con el agregado de una sección; para que tal cosa sea posible la amplificación de FI debe ser grande y con dos etapas resulta insuficiente. Como pensamos que las estaciones de FM irán poco a poco convirtiendo sus sistemas al *multiplex*, hemos optado por realizar este circuito de manera que sea apto para tal transformación.

Con esa justificación previa, pasemos a examinar el circuito de la figura 80. Vemos allí tres etapas amplificadoras con sendos transistores AF116 y sus correspondientes tranformadores, que son los ESPIÑO T65, excepto el último, que corresponde al demodulador, y que es un T45. El esquema de estos transformadores se vio en la figura 79.

Cada etapa tiene sus elementos de polarización de las bases y los emisores de los transistores. Para la base, como es sabido, se usa un divisor de tensión que se forma con dos resistores en en serie entre los dos polos de la fuente; el punto de unión de esta serie va a la base del transistor. El emisor lleva un conjunto *RC* que nos recuerda al que va en el cátodo de las válvulas. Los transformadores de FI llevan capacitores fijos de sintonización, colocados fuera de los mismos, directamente sobre los terminales; en el secundario van dos capacitores en serie, pero del punto de unión de los mismos se toma la conexión o derivación para la base del transistor.

La última etapa corresponde al demodulador y se usa uno del tipo detector de relaciones, por su insensibilidad a las variaciones de nivel

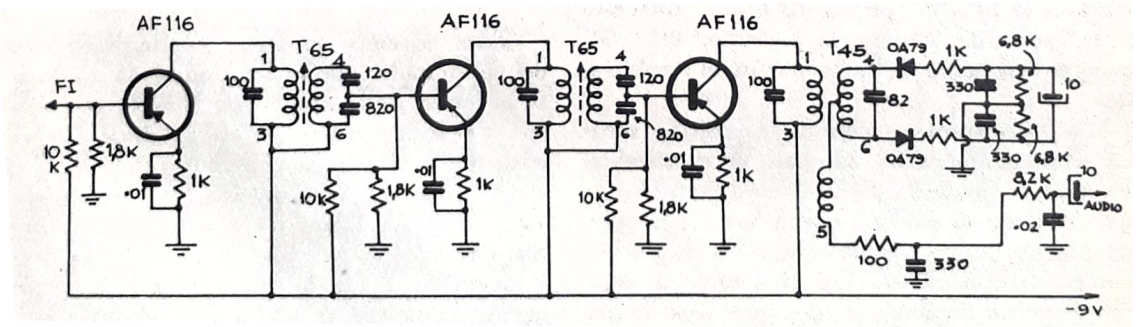


Fig. 80.- Circuito de la sección FI y del demodulador del sintonizador de FM a transistores.

de portadora, cosa que ya explicamos al ocuparnos de la figura 46. Como elemento de de-énfasis va un capacitor de 0,02 μF derivado a masa. El transformador de FI para esta sección requiere una derivación en el secundario, donde se conecta la bobina de toma de audio. Sobre los terminales de este transformador van los capacitores de sintonización, que son fijos, con 100 pF para el primario y 82 pF para el secundario.

Detalles constructivos

Ahora pasaremos al montaje del canal de FI, lo que se hace en una plaqueta de 10 cm de largo, por 4 cm de ancho y un mm de espesor; por idénticas razones a las expuestas para el conversor, esta plaqueta debería ser de bronce, para facilitar las soldaduras a masa. La figura 81 nos muestra un aspecto del montaje, visto desde la parte de abajo de la plaqueta.

Los transformadores se colocan en agujeros de la plaqueta; en este caso no hacen falta los zócalos que teníamos en la figura 69, pues usamos transistores. Hay dos puentes aislantes, uno a la izquierda, para el terminal de FI que viene del T64 que teníamos en el conversor y que va unido a la base del primer AF116. El otro está a la izquierda y tiene la conexión del −9V general y la toma de audio que irá al amplificador.

Los transistores se amarran en posición vertical mediante soldadura al chasis de su terminal de masa o envoltura. Se los coloca de tal modo que su terminal de base queda hacia la izquierda y el de colector hacia la derecha, para evitar cruces de conexiones. Los terminales de base van al punto de unión de los capacitores de sintonización de los secundarios de los transformadores. Si el lector obtuviera transformadores con derivación en el bobinado, como la tiene el T66, esa conexión se haría a la derivación.

A fin de que el lector tenga una idea de la manera de completar alguna parte de esta plaqueta, mostramos la más complicada en la figura 82, que es la parte del detector de relaciones. Se han empujado los elementos hacia afuera para poder verlos a todos, pero en la realidad el conjunto queda mucho más compacto. El puente aislante es de 8 terminales vivos, para facilitar el anclaje de los elementos; las formas de estos corresponden a una determinada elección de material, pues aparecen capacitores de disco y los ceramicones pueden ser tubulares, pero esto carece de importancia.

Es de hacer notar que los transformadores de FI tienen agujeros en ambos extremos para posibilitar el acceso a los núcleos roscados y realizar así la calibración. Entonces, al colocar elementos debe evitarse cubrir los agujeros que quedan del lado superior, en la figura 81; los otros quedan en los extremos donde no hay elementos que los cubran.

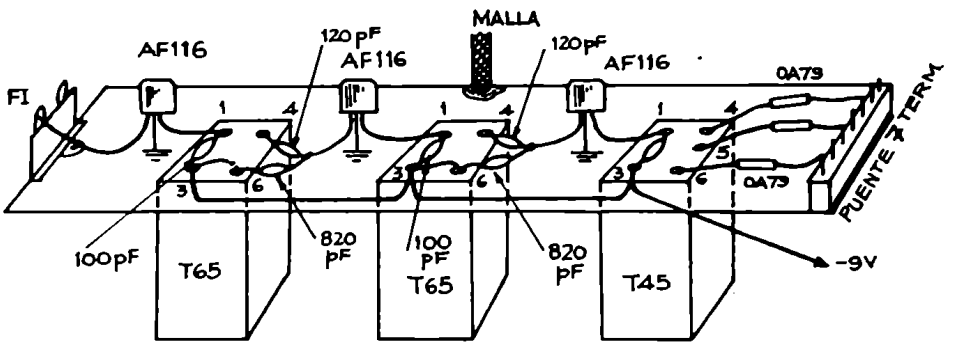


Fig. 81.- Detalle de la colocación de elementos en el subchasis de la sección esquematizada en la figura 80.

La fuente y el chasis general

Ahora podemos proseguir con la descripción del sintonizador que estamos armando. La fuente necesaria debe suministrar 9 Volt de continua y es lógico pensar que eso se puede obtener mediante 6 pilas secas conectadas en serie. Si el lector opta por esa solución, no necesitamos hacer esquema alguno. Pero como este sintonizador será acoplado a un amplificador que tiene alimentación desde la red eléctrica, es común que se lo provea de una fuente eléctrica para uniformar, por un lado, y para evitar el quedarse sin audición en el momento en que se produ-

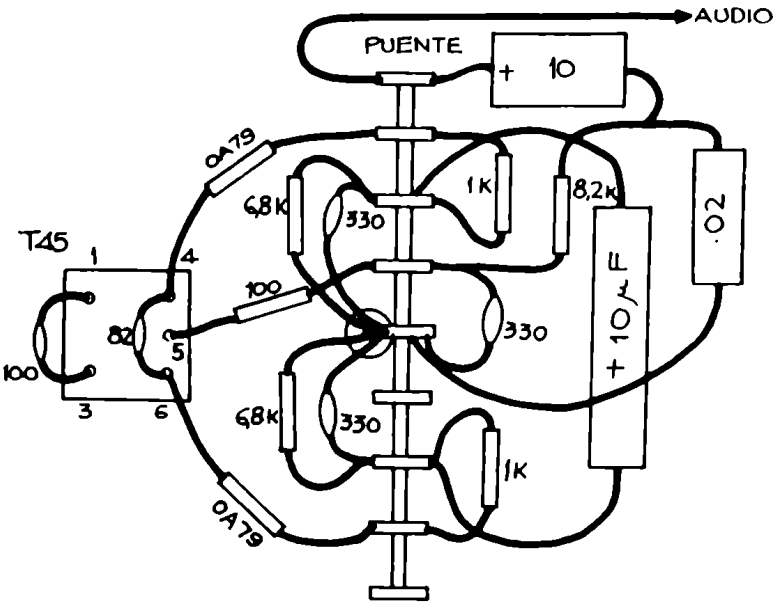


Fig. 82.- Conexiones de los elementos que componen el demodulador.

jo el agotamiento de las pilas y hay una emisión que interesa especialmente.

Por estos motivos, ofrecemos en la figura 83 el esquema de una fuente eléctrica para el conjunto que estamos describiendo. El transformador debe suministrar unos 18 Volt a 1 Amper y tener una derivación en ese bobinado para posibilitar la rectificación de onda completa que tiene menor zumbido residual. Dos silicones de 50 V, 1 A completan el rectificador. El filtro está formado por dos electrolíticos de 500 × 15 como mínimo; sería mejor todavía si tuvieran 1.000 μF cada uno, porque en FM, donde precisamente se cuidan los ruidos, el zumbido residual resulta molesto.

Como el punto de +9V va a masa en este equipo, lo conectamos directamente al chasis general y la línea del −9V irá a las dos plaquetas, la del conversor y la del canal de FI.

Veamos ahora el chasis general de la unidad; la figura 84 nos da una idea para el mismo, que se ha proyectado de manera similar al conjunto integrado por las figuras 72 y 73. Vemos al transformador *T* que es el de la fuente y vemos también un dial que permite el accionamiento del capacitor de sintonía y la localización de estaciones. Sobre este aspecto diremos que puede usarse un dial de serie, de los que ya deben encontrarse en plaza o improvisar uno con poleas y piolines, colocando una escala de cartulina sobre la que marcaremos las frecuencias con ayuda de un generador de señales. Este asunto ya lo comentamos en el capítulo anterior, al referirnos al sintonizador a válvulas.

Debido a las menores dimensiones de las plaquetas con transistores, el gabinete para este equipo puede ser más pequeño que el de la figura 73, digamos unos 25 cm de frente, por 18 cm de fondo y 8 cm de alto. Esta última dimensión dependerá del tamaño del dial, de modo que lo dejamos librado a esa circunstancia. En la cuestión de las dimensiones del gabinete pueden obrar factores ajenos al sintonizador mismo, como sería el caso de acoplar el equipo a un amplificador de estado sólido que tiene ciertas dimensiones. Si se desea hacer un montaje encimado, las dimensiones del sintonizador tienen que guardar relación con las del amplificador. Otras veces el sintonizador se coloca en el mismo gabinete que el amplifica-

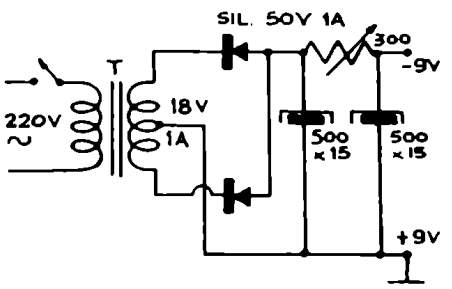


Fig. 83.- Esquema de la fuente de alimentación apta para el sintonizador de FM.

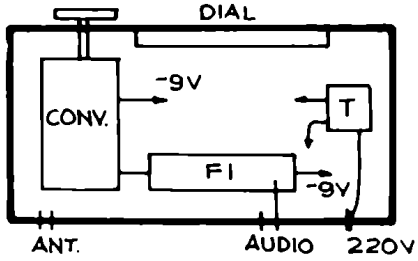


Fig. 84.- Una distribución aconsejable para el chasis general de la unidad.

dor, y eso trae otro tipo de problemas. Como más adelante encararemos un equipo que contenga todo en una misma unidad, en esa oportunidad hablaremos del gabinete adecuado para esos casos.

Ajuste y calibración

Si volvemos unas páginas atrás, hacia el final del capítulo anterior, figura 74, recordaremos el procedimiento de ajuste del sintonizador de FM a válvulas. Y bien, en este caso tenemos que abordar un procedimiento enteramente similar, salvadas las diferencias circuitales y del hecho de que ahora son transistores en vez de válvulas.

El instrumental necesario, y recordemos nuestra afirmación anterior de que la calibración en FM no puede hacerse a oído, es el mismo que utilizábamos en la figura 74, o sea un generador de señales, un voltímetro electrónico y un multímetro. El generador debe llegar hasta los 110 MHz y si así no fuera puede usarse uno que llegue a 55 MHz, y trabajar con la segunda armónica que corresponda con la banda más alta.

Ahora fijaremos los puntos clave de la calibración, para la conexión en los mismos del instrumental mencionado. La figura 85 nos muestra tales puntos que son: el *A*, que es la entrada viva de la antena, o sea la derivación tomada en L_1; el *B*, que es el emisor del primer transistor de FI, o sea el primer AF116 que aparece en la figura 80. Para usar ese punto B hay que desoldar el capacitor de 0,01 μF que va de emisor a masa, puesto que el mismo absorbería la señal inyectada en ese punto. El punto *C* es el de toma de la señal de audio en el detector de relaciones; y los puntos *D* y *E* son los terminales del electrolítico derivado sobre la serie de resistores del detector. Obsérvese que esos puntos tienen marcada una polaridad coincidente con la del capacitor electrolítico; es para saber la manera de conectar la polaridad del voltímetro.

Con estas aclaraciones previas, pasamos a describir el método de calibración, el cual seguirá el orden debido, y que es el mismo de la descripción.

Ajuste de la FI

Como primera medida se abre la conexión del capacitor de emisor del primer transistor de FI y se aplica el generador de señales en el punto *B*, intercalando un capacitor de 0,01 μF. El vivo del generador se conecta de esa manera y el retorno a masa; se lo pone en 10,7 MHz. Se

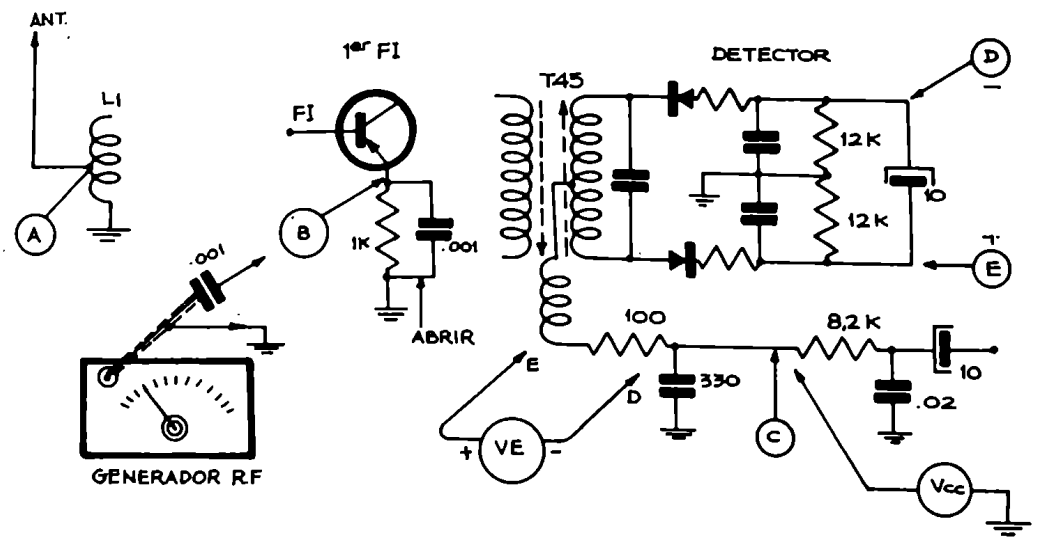


Fig. 85.- Instrumental y puntos claves para la calibración de la unidad.

conecta el voltímetro electrónico (VE) a los puntos *D* y *E*, cuidando la polaridad. Si se carece de tal instrumento, puede conectarse allí el multímetro, usando una escala de c.c. de unos 5 Volt.

Acto seguido se procede a retocar los núcleos de los transformadores de FI, de adelante hacia atrás, es decir, primero el primario de T45, al que corresponde el núcleo superior, luego el secundario del último T65, núcleo inferior, luego su primario, núcleo superior; después pasamos al penúltimo T65, retocando sus núcleos inferior y superior y así siguiendo vamos retrocediendo hasta el primer T65.

Con eso se habrá hecho el primer ajuste grueso de la FI, pero hay que hacer una salvedad, que ya fue conocida para el ajuste del sintonizador que vimos en el capítulo anterior. Durante el ajuste, pueden encontrarse puntos de máxima indicación en el VE para posiciones muy cercanas de los núcleos de cada transformador; eso no vale, pues habrá sobreacoplamiento. Se buscará el punto de ajuste que corresponde a posiciones alejadas de los núcleos.

Ajuste del demodulador

Ahora debemos conectar dos instrumentos, el VE en el punto en que estaba, o sea entre *D* y *E*, y un multímetro, con escala de 5 Vcc entre el punto *C* y masa. El generador de señales queda donde estaba, pero se le conecta la modulación.

En estas condiciones, la lectura del multímetro será positiva o negativa, según el núcleo del secundario del T45 se sintonice a frecuencias más altas o más bajas que la FI. En el momento que ese ajuste es correcto, entre *C* y masa no hay tensión continua. Al propio tiempo, la tensión entre *D* y *E* será máxima; ambas circunstancias determinan que el detector de relaciones queda ajustado.

Ajuste del conversor

Ahora pasamos al conversor de frecuencia, que responde al esquema de la figura 75. Para calibrar esta sección, quitamos el generador de señales del punto *B* y lo pasamos al *A*; además, soldamos nuevamente el capacitor del emisor del primer AF116. Debemos trabajar con frecuencias comprendidas entre 88 y 108 MHz, de modo que si el generador cubre esa banda, no hay problema; si no la cubre, usaremos la gama entre 44 y 54 MHz y aparecerá en la salida la segunda armónica de cada señal utilizada, que cae dentro de la banda de FM. Como indicador de salida usamos el VE o un multímetro en los puntos *D* y *E*, es decir donde estaba. Las lecturas serán de hasta 4 Vcc, más o menos. No se necesita la modulación de audio en el generador de señales.

En el conversor hay dos tipos de elementos ajustables: los trimers T_1, T_2 y T_3 y las bobinas L_1, L_2 y L_3; estas últimas se ajustan acercando o alejando levemente sus espiras entre sí. Los trimers, simplemente girando el cilindro superior, siendo preferible que ello se haga con una herramienta aislante adecuada, que existe en plaza.

Como primer paso colocamos el generador en 106 MHz (o en 53 MHz) y abrimos casi completamente el tandem. Buscando la señal del generador, se retocan T_1 y T_2 hasta máxima lectura en el VE. Si la señal no hubiera aparecido cerca del extremo del dial, eso se corrige con T_3. Luego pasamos el generador a 90 MHz (ó 45 MHz) y cerramos el tandem casi totalmente, buscando la señal por el movimiento de la aguja del VE; el máximo se logra separando o acercando levemente las espiras de L_1 y L_2 sin tocar a L_3. Al final, y como comprobación, la banda cubierta debe superar un poco la gama de FM, o sea debe comenzar un poco antes de los 88 MHz y terminar un poco después de los 108 MHz.

Ahora podemos retocar nuevamente la FI, incluyendo en esta segunda calibración al T64 que no estaba ajustado, salvo el precalibrado de fábrica. Dejamos la señal de entrada en el punto *A* y retocamos ligeramente los núcleos de los transformadores de FI desde el último hasta el primero buscando máxima salida en el VE. Pero, no debe tocarse el secundario, núcleo inferior, del T45, porque afectaríamos al demodulador. En el T64 puede ser necesario algo más que un ligero retoque, ya que no había sido calibrado en el primer ajuste de la FI.

Día 8

Ahora hemos llegado al tema principal del libro y que tiene una actualidad palpitante. La habilitación de emisiones de estereofonía radial en nuestro medio le ha dado a la FM una vigencia que no alcanzó nunca durante los años en que se la usó en forma esporádica o en pequeña escala. Puede decirse que ahora se justifica plenamente la construcción de receptores de FM porque la calidad del sonido logrado supera a todo lo conocido hasta el presente en recepción radial. Si bien estas transmisiones tienen actualmente un horario restringido en nuestro medio, no dudamos que pronto esos horarios se extenderán y se llegará a tener programas de tiempo completo. Para entrar en el tema de la recepción estereofónica es necesario que antes hagamos una explicación sobre la estereofonía como sistema de reproducción del sonido, ya que precisamente allí está la clave de la superioridad sobre el sistema común o monoaural de reproducción. Es así como dedicaremos esta jornada a hablar sobre la estereofonía.

LA ESTEREOFONIA RADIAL

Para entrar en el tema hay que hacer primero algunas consideraciones que aparentan ser de orden filosófico. Los seres vivientes se orientan, observan, buscan lo que necesitan, se preparan a la defensa mediante dos de sus sentidos, el oído y la vista. El animal oye algo e inmediatamente acomoda su cabeza si sus orejas son fijas o mueve éstas si puede, para localizar el origen del ruido e inmediatamente dirige la vista a ese lugar; desde ese momento el oído deja de serle útil y sigue actuando con la vista. El murciélago es ciego, pero emite ondas que chocan contra los obstáculos y vuelven a sus oídos, lo que le permite corregir la dirección de su vuelo para no tropezar; la naturaleza nos dio un modelo de radar mucho antes de que el hombre lo descubriera.

Bien, entonces nuestro oído nos trae una sensación, nos advierte de algo que está pasando en otro lugar; es un radar de exploración. La vista es el radar de fuego, para usar la novedosa asimilación de Harris. El radar de exploración también es usado para nuestro deleite y ya no interesa descubrir el origen, la fuente productora de los sonidos; nos sentamos en un sillón y escuchamos, sin mirar inclusive, porque sabemos que la música viene de esa caja que tiene los elementos trasductores necesarios. Los técnicos tratan de que en la caja haya dispositivos que se comporten con la máxima fidelidad, al extremo de que la imaginación nos permita suprimir la caja y cerrando los ojos "veamos" a la orquesta en ese lugar, orquesta que podemos corregir girando perillas, si así nos place. Pero, lamentablemente, la direccionalidad de las ondas sonoras emergentes de un parlante nos quita la sensación de realismo y no "vemos" a la orquesta; "sabemos" que hay una caja.

Mecánica de la audición

Lo primero que se nos ocurre pensar es: ¿por qué tenemos dos oídos? Para investigar esto se probó de tapar una oreja a los murciélagos y se comprobó que su habilidad para eludir obstáculos se reducía a la mitad. Quiere decir que el disponer de sus dos oídos le permitía ubicar el obstáculo con mayor precisión. Entonces, ¿cómo es posible que siendo los dos oídos iguales y recibiendo la misma información, al prescindir de uno de ellos esa información resulta defectuosa? Hay entonces una cualidad discriminativa en el sistema auditivo que se basa en la diferencia entre los instantes de llegada de las ondas sonoras a ambos oídos.

Prolijas investigaciones permitieron comprobar que, según lo marca la figura 86, los oídos son capaces de descubrir diferencias en el tiempo de hasta 10 microsegundos; quiere decir que una

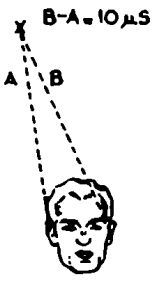


Fig. 86.- El oído percibe levísimas diferencias en el tiempo de llegada de la onda sonora.

fuente sonora ubicada a nuestras espaldas, en una dirección que se aparta un poco del eje que pasa por el centro de nuestra cabeza, emite ondas que llegan a nuestros dos oídos con una diferencia de tiempo, ya que recorren dos caminos de diferente longitud. Esa diferencia es muy pequeña, pero el sistema auditivo la distingue, aún para cifras tan chicas como 10 microsegundos.

Si hablamos en términos de fase de las ondas, la figura 87 nos plantea otra forma de señalar la capacidad del oído para distinguir diferencias. Dos ondas que fueron emitidas a destiempo o que, procediendo de distintas fuentes, llegan en instantes poco diferentes al oído, constituyen dos ondas defasadas. La diferencia entre crestas se puede medir como un ángulo de defasaje o como un tiempo; si lo hacemos como un tiempo, el oído es capaz de percibir diferencias de fase de hasta 100 microsegundos, siempre que la frecuencia no exceda los 1.500 c/s. Y esto último es muy importante, pues habla de que hay una discriminación de frecuencias o una habilidad restringida de nuestros oídos.

Y si hablamos de impactos breves, suponiendo que emitimos trenes de ondas de muy corta duración y separados por lapsos muy reducidos, el oído puede diferenciar los impulsos que forman el tren si los lapsos no son menores que 6 microsegundos.

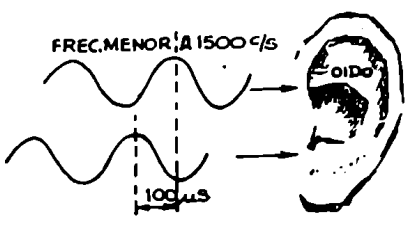


Fig. 87.- Sensibilidad del oído a la diferencia de fase de dos ondas sonoras.

Las afirmaciones anteriores nos permiten explicar la habilidad de nuestro sistema auditivo para reconocer una fuente sonora en movimiento. Si volvemos a la figura 86, y suponemos que la fuente sonora se desplaza de izquierda a derecha, con lentitud, los dos oídos escucharán permanentemente el sonido emitido durante la marcha de la fuente, pero se podrá distinguir perfectamente el desplazamiento. Pruébese de colocarse de espaldas a un ferrocarril; puede reconocerse sin error apreciable el avance de un tren y hasta puede determinarse el instante en que pasa exactamente detrás nuestro, gracias a la sensibilidad de nuestro sistema auditivo a precisar las diferencias de tiempo de llegada de las ondas sonoras a cada oído, como si ellos actuaran independientemente. Estas cosas explican de por sí la razón por la cual tenemos dos oídos y no uno solo.

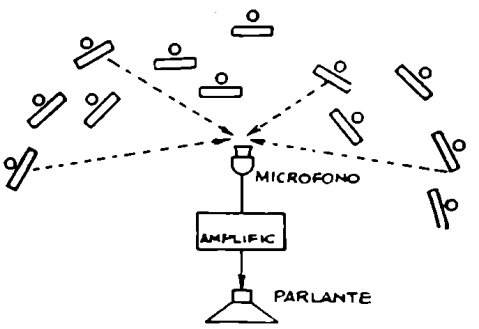


Fig. 88.- Captación y reproducción monoaural del sonido.

Hay un caso particular que es interesante destacar; volvamos la la figura 87 y supongamos que la diferencia de fase en la llegada de las dos ondas sea exactamente una longitud de onda, o sea que en realidad las dos llegan en fase; el oído es incapaz de percibir tal diferencia de fase y entonces supone que las dos ondas fueron emitidas simultáneamente. Para que haya un defasaje tan grande la longitud de onda debe ser pequeña, o sea que este fenómeno se puede producir para frecuencias altas. Es interesante acotar que el murciélago no emplea ondas de frecuencia fija sino series de tonos modulados y en trenes de corta duración, para aprovechar la capacidad de percepción de impulsos a que se hizo mención antes y evitar la falta de discriminación en caso de defasajes de un ciclo entero.

La ilusión estereofónica

Conociendo las particularidades de nuestro sistema auditivo y el comportamiento de las ondas sonoras, podemos entrar en nuestro tema: la estereofonía. Para ello supongamos que debe reproducirse la música de una orquesta cuyos componentes están ubicados en forma como la muestra la figura 88. Se coloca un micrófono en el centro, o varios micrófonos, pues ese detalle no hace a la cuestión, y la señal de audio obtenida va a un amplificador; si hay más de un micrófono, las señales de todos entran juntas al amplificador, de modo que podemos seguir suponiendo que hay un solo micrófono. Del amplificador pasamos a un parlante que está en la misma sala o en otra. El oyente recibe en sus dos oídos la misma sensación musical, dos ondas en fase y de igual amplitud. Si en la sala hay varios parlantes, las ondas emergentes de ellos están originalmente en fase, y los defasajes que se producen al llegar a los oídos son caprichosas, pues dependen de la ubicación de cada parlante y no de la ubicación de los ejecutantes de la orquesta. Para el oyente esa orquesta aparece concentrada en un punto o, lo que es peor, si se emplearon varios micrófonos y varios parlantes, las cosas aparentan de tal manera que cerrando los ojos imaginamos oír varias orquestas, cada una de las cuales está ubicada en cada parlante; además, se realza la importancia de algunos de los instrumentos por el hecho de que hay un micrófono cerca de ellos. Tal es en síntesis la reproducción sonora *monoaural*.

Analizadas así las cosas nos producen la impresión de que antes de la estereofonía toda la reproducción sonora era desastrosa y sin embargo nos ha deleitado durante decenas de años. Bueno, nuestros antepasados se deleitaban durante meses bamboleándose sobre un barco a vela para ir desde Buenos Aires hasta Europa y hoy ese deleite insume unas cuantas horas nada más... La reproducción monoaural del sonido nos da música, pero no igual a la que escuchamos frente a la orquesta, sino una música prefabricada, moldeada a expensas de controles, reflexiones, recorridos de ondas y toda una serie de efectos que actúan sobre el sistema acústico, eléctrico y auditivo.

Veamos ahora la figura 89, que coloca frente a la orquesta dos micrófonos, separados entre sí de una distancia igual a la que hay entre las dos orejas de una persona; aparece allí una *falsa cabeza* imaginaria que permite suponer que allí

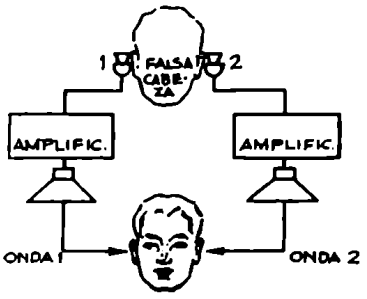


Fig. 89.- Con dos micrófonos en posición de *falsa cabeza* se logra la ilusión estereofónica.

ubicamos a todos los oyentes, cada uno de los cuales tiene sus oídos en ese sitio, ni un poco más ni un poco menos. La onda captada por cada micrófono se convierte en una señal, que enviamos a un amplificador y de allí a un parlante; dos micrófonos, dos amplificadores y dos parlantes, pero las señales que manejan son distintas, no están en fase, pues captaron sonidos que llegaban a destiempo a ambos micrófonos, tan a destiempo como los hubieran captado los dos oídos de una persona ubicada allí donde está la falsa cabeza. Ahora el oyente, cerrando los ojos, tiene la sensación de que está cerca de la orquesta, pues sus oídos reciben señales que guardan entre sí diferencias de tiempo (figura 86) que llegan con defasajes (figura 87) en fin, que todo pasa como si él estuviera allí y en la realidad puede estar en cualquier otro sitio, ya que las señales de los dos micrófonos se pueden llevar lejos, se pueden grabar en un disco y reproducirlas en otro lugar y en otro momento. Tenemos así la *reproducción estereofónica* del sonido, que nos da la sensación de espacio, de ubicación de ejecutantes, de realismo que el sistema monoaural no daba.

Claro que hay que tener en cuenta ciertos defectos, algunos achacables al mismo oído. Por ejemplo, por debajo de ciertas frecuencias el oído pierde la facultad captadora de diferencias de tiempos y por encima de ciertas frecuencias no distingue defasajes. En la práctica no debemos preocuparnos por reproducir con el sistema estereofónico señales por debajo de 200 ó 300 c/s y por encima de 3.000 c/s. Este detalle simplifica los equipos, pues permite que las frecuencias no comprendidas en la gama útil sean reproducidas por un sistema común.

Estereofonía grabada

Explicada la manera de obtener dos señales de audio, una proveniente del micrófono de la

izquierda y otra del micrófono de la derecha, señales que en adelante llamaremos por la inicial de esas dos posiciones *I* y *D* respectivamente, veamos ahora la manera de reproducir ese sonido con realismo estereofónico.

En primer término, el sonido se graba en discos o cintas magnéticas, de modo que la técnica buscó la manera de grabar las dos señales en un mismo surco o en una misma cinta. En el caso del disco, la solución fue utilizar los dos flancos del surco, grabando una señal en cada uno de ellos. La cabeza captora debe tener dos pastillas, una para cada señal, pero emplea una sola púa, mediante una ingeniosa disposición. Se trata de inclinar los flancos del surco y los planos de las pastillas en 45°, de modo que cuando la púa es accionada hacia un costado, capta la señal *I*, por ejemplo, y cuando es accionada hacia el otro costado, capta la señal *D*.

En el caso de las cintas magnéticas, es sabido que las mismas tienen franjas o pistas independientes. No hay problema entonces en grabar la señal *I* en una pista y la señal *D* en la otra.

Para la reproducción del sonido grabado, la señal de cada pastilla o de cada pista de la cinta va a una de las entradas de un amplificador de dos canales de audio, completamente independientes, que terminan en sendos parlantes. Ubicados estos parlantes a distancia conveniente se logra la sensación estereofónica del sonido.

Estereofonía radial

Cuando se trata de enviar sonido estereofónico a través del espacio, hay que modular a una portadora con las dos señales de audio distintas, *I* y *D*. Lo primero que se piensa, y se hicieron demostraciones con este sistema, es utilizar dos portadoras, modulando una con la señal *I* y la otra con la señal *D*. Cuidando que la captación de ambas portadoras se haga con la misma ganancia para no tener deformación por diferencia de niveles de sonido en ambos canales sonoros, el sistema es perfecto.

Pero en la práctica, ello requeriría duplicar el número de canales destinados a las emisoras y sabemos que ello no es posible pues el espectro de frecuencias utilizables está demasiado congestionado. Entonces debió buscarse un sistema que permitiera enviar las dos señales por el mismo canal.

Analizadas las posibilidades, se comprende de inmediato que ello se hubiera podido llevar a cabo con sacrificio de la calidad musical, puesto que las bandas laterales se extienden hasta donde hace falta para respetar el realismo del sonido; se rechazan entonces todas las innovaciones que signifiquen un cercenamiento de bandas laterales.

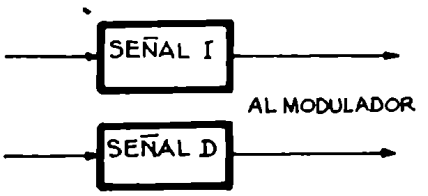


Fig. 90.- Las señales de audio de un sistema estereofónico van al modulador.

Se debió buscar entonces un sistema que no implicara usar mayor ancho de canal ni que requiriera el uso de dos portadoras. La solución se encontró y se llama *FM Estereo Multiplex*, abreviadamente FM MPX, quedando entendido que con esta sigla se designa el sistema de transmisión y recepción de señales de FM que llevan consigo una información de audio de tipo estereofónica.

De aquí en adelante procederemos a explicar la manera como se logra tal solución, pero antes es conveniente hablar de un asunto que necesitaremos conocer para comprender bien el sistema FM MPX.

Matrizado de las señales

En el estudio del transmisor tenemos la fuente de sonido y sabemos que el mismo se puede captar mediante dos micrófonos para disponer de las señales *I* y *D*. También puede tenerse ese sonido grabado en discos o cintas, con las señales mencionadas, y en la mesa de control del estudio de transmisión se enviará ese sonido, esas dos señales, al equipo transmisor. En resumen, tenemos dos señales de sonido, la *I* y la *D*, como lo muestra la figura 90, disponibles para enviarlas al modulador. En la transmisión de señales comunes, sean de AM o de FM, pero con sonido monoaural y no estereofónico, hay una sola señal de audio para el modulador.

Ahora estudiemos la figura 91. Vemos allí dos transformadores con doble bobinado secundario, de modo que podemos tomar las tensiones secundarias, que en cada bobinado son iguales a las primarias por tener todos los bobinados la misma cantidad de espiras, para hacer las combinaciones que nos plazcan. Al transformador T_1 le aplicamos la señal *I* y al T_2 la señal *D*, ambas provenientes de un pro-

grama estereofónico; supondremos, por un momento que las dos señales son de la misma fase y frecuencia, para simplificar la explicación.

Ahora conectamos los bobinados de la manera como se ve en la figura 91; una sección del secundario de T_1 en fase con una sección de T_2, con lo que a la salida de esta conexión tendremos lógicamente la suma de las dos tensiones, que por estar en fase será una suma directa:

$$I + D$$

Por otro lado sumamos la tensión de la otra sección de T_1 con la sección inferior de T_2, pero invirtiendo la fase de esta última. En corriente alterna una inversión de fase equivale a dar vuelta 180° el vector o a cambiar el signo de la tensión, o sea que la suma es:

$$I + (-D) = I - D$$

Es decir que debido a la forma como hemos sumado las tensiones secundarias obtenemos por un lado la suma y por el otro la diferencia entre señales de audio aplicadas. Aclaremos que esas sumas se cumplen para los valores instantáneos que esas tensiones vayan teniendo, ya que se trata de señales alternas; es decir que no se trata de un batido entre señales sino de una suma de amplitudes. Por ejemplo, si I tiene una amplitud de 5 Volt y D una de 3 Volt, las señales resultantes a la salida serán de 8 V y 2 V respectivamente. Si ocurriera que I y D no tuvieran sus fases coincidentes en su origen, las amplitudes resultantes serían diferentes, pero por el momento mantenemos la suposición que hicimos.

Ahora con las dos señales que nos han resultado en la figura 91 pasamos al dispositivo de la figura 92 y las aplicamos a los primarios de ambos transformadores, que son iguales a los que teníamos. Al primario de T_1 aplicamos la señal suma y al de T_2 la señal diferencia. Conectando las secciones de los secundarios en la misma forma como hicimos antes, o sea dos de ellas en fase y dos en contrafase, resultará para el primer caso una suma directa y para el otro una suma con signo cambiado. Veamos.

Sumando la señal de la sección superior de T_1 con la de la sección superior de T_2, tomadas en fase, se obtiene la suma de las mismas:

$$(I + D) + (I - D) = 2I$$

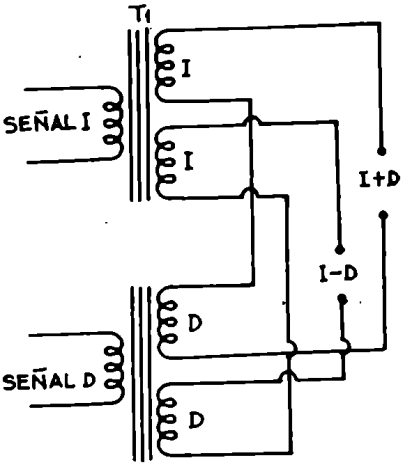


Fig. 91.- Esquema básico de un sistema codificador para matrizar las señales.

Puesto que al sumar las I tienen el mismo signo pero al sumar las D se cancelan por tener igual valor pero signo contrario.

Ahora tomemos la señal de la sección inferior de T_1 y la sumamos con la que hay en la sección inferior de T_2, pero invirtiendo la polaridad o fase de la segunda, tal como se ve en la figura 92. Como esto equivale a invertir el signo de la señal inferior, hacemos la suma con el signo que corresponde:

$$(I + D) - (I - D)$$

Y en Matemática nos enseñan que el signo negativo fuera del paréntesis cambia los signos de adentro del paréntesis al sacar éste. Luego, se tiene:

$$= I + D - I + D = 2D$$

Puesto que al haber dos señales I con signo contrario se cancelan y nos quedan solamente las dos señales D que tienen el mismo signo. Es decir que con el montaje de la figura 92 realizamos la operación inversa de la que hacíamos con el montaje de la figura 91, pese a que tenemos los mismos elementos eléctricos.

Y dejando de lado la doble amplitud que nos muestra el resultado, lo concreto es que mediante el proceso de la figura 91 obtuvimos señales de suma y diferencia, y mediante el de la figura 92 volvemos a obtener las señales originales. Esto se llama *matrizado* de las señales, y en particular, la operación de la figura 91 *codificar* y la de la figura 92 *decodificar*; o sea

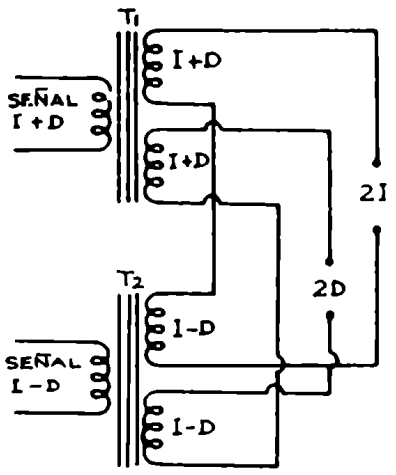


Fig. 92.- Esquema básico de un decodificador para obtener nuevamente las señales de antes del matrizado.

que el circuito que codifica es un *codificador* y el de la figura 92 es un *decodificador.*

Cabe aquí hacer la aclaración que tales operaciones no son tan sencillas como se han explicado, y que se han dejado de lado problemas de circuito y otros, pero lo importante es haber fijado las bases del procedimiento mediante el cual se logra recibir señales de audio estereofónica mediante una sola portadora.

La modulación multiplex

Veamos ahora como se realiza el proceso de inyectar en la portadora de FM esas dos señales obtenidas en el codificador. Aclaremos que el procedimiento que estamos explicando no es el único posible, sino el que se ha adoptado para realizar la estereofonía radial; por eso nos dedicaremos a este sistema, dejando de lado todos los otros que carecen de aplicación práctica para el objetivo de este libro.

El esquema sintético de la modulación de la portadora se ve en la figura 93. Arriba vemos el generador de la portadora de FM, que es una señal de RF cuya frecuencia está comprendida entre 88 y 108 MHz, según el canal que se use. Esta portadora llega al modulador de FM, que, en la forma que vimos en el capítulo 3, modula en frecuencia a la portadora, pero lo hace con la señal $(I + D)$ que proviene de la matriz, que responde al principio de la figura 91. O sea que la portadora alterará su frecuencia según la amplitud de la señal $(I + D)$ y tantas veces por segundo como sea la frecuencia de esta señal suma, como si se tratara de una señal de audio monoaural. Todo ese proceso da por resultado una cantidad de frecuencias laterales que abarcan las bandas laterales que ocupan el canal de FM. Hasta aquí nada nuevo con respecto a la modulación de FM ya conocida, salvo en que la señal modulante es la señal suma.

Por otra parte la señal $(I - D)$ se envía a un *modulador balanceado*, cuya particularidad explicaremos, que recibe a su vez una señal de frecuencia fija, proveniente de un oscilador de 38 KHz. Este modulador modula en amplitud a esa señal, usando como señal modulante la señal de audio $(I - D)$ y luego suprime la portadora, quedando únicamente las bandas laterales de la modulación que se envían al modulador general de FM.

En el modulador general tenemos entonces las bandas laterales de la señal suma y las bandas laterales de la señal diferencia; pero las primeras producen variaciones de frecuencia acordes con la amplitud de la señal suma, mientras que las segundas realizan una operación parecida, pero en otra zona del espectro de audio, luego, no hay interacción entre las laterales de la señal suma y las de la señal diferencia. Para aclarar mejor esa situación, veamos las zonas del expectro de audio que usa cada una de esas dos modulaciones.

La modulación con la señal suma produce bandas laterales que abarcan la zona de las frecuencias de audio, o sea desde unos pocos ciclos hasta 15 KHz. Luego, en las bandas laterales de la portadora de antena tenemos ubicadas las que corresponden a la señal $(I + D)$ desde cero hasta 15 KHz.

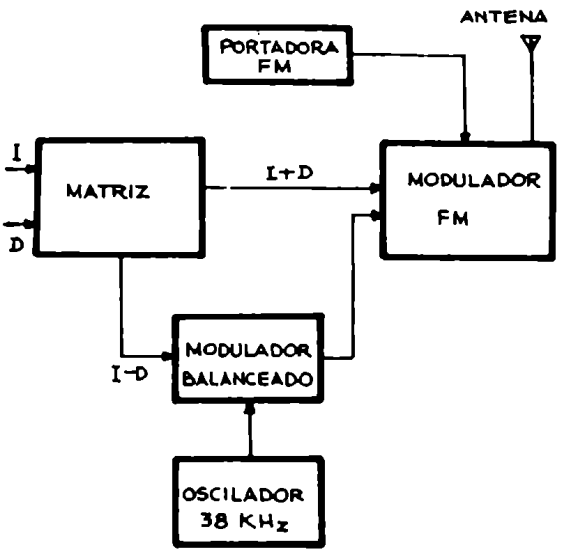


Fig. 93.- Diagrama en bloques del sistema FM estéreo multiplex en lo que se refiere al transmisor.

La modulación con la señal diferencia se hace en amplitud sobre una portadora de 38 KHz; luego, las bandas laterales resultantes abarcarán una zona que va desde 38 – 15 hasta 38 + 15 KHz, si 15 KHz es la máxima frecuencia de modulación (recordar figura 15). Haciendo operaciones:

$$38 - 15 = 23 \text{ KHz}$$
$$38 + 15 = 53 \text{ KHz}$$

Lo que nos dice que las bandas laterales ocasionadas por la señal diferencia estarán comprendidas entre 23 y 53 KHz; como vemos, no coincide la zona que ocupan dentro del canal las bandas laterales de la señal suma con las que corresponden a las de la señal diferencia.

Luego, mediante el sistema multiplex ilustrado sintéticamente en la figura 93 hemos logrado que en la señal de FM exista una portadora y dos bandas laterales y que dentro de estas estén comprendidas las que corresponden a las señales suma y diferencia de las dos señales de audio que forman el sistema estereofónico. Pero, aclaremos que tendremos que ahondar el tema que se refiere a esas bandas laterales, pues las cosas no son tan simples como parece. Pero ahora tenemos que aclarar primero lo que es un modulador balanceado, pues lo hemos mencionado más arriba.

El modulador balanceado

La figura 94 nos muestra el esquema básico del modulador balanceado. El mismo consiste en dos válvulas iguales conectadas entre dos transformadores que tienen puntos medios en sus bobinados. Ambas válvulas están conectadas en contrafase o disposición simétrica, muy conocida en la técnica de los amplificadores de audio. Al primario de T_1 se aplica la señal diferencia de audio $(I - D)$ que proviene del matrizador y entre el punto medio del secundario y masa se aplica la señal de 38 KHz que proviene de un oscilador.

Si no hay señal de audio $(I - D)$, la portadora queda aplicada a ambas grillas en fase y produce señales en ambas placas que circulan en sentidos contrarios por el primario de T_2; esto nos dice que esa portadora no aparecerá en el secundario de T_2, por cancelarse los efectos de ambas mitades del primario. Se habla así de portadora suprimida.

Pero, al aplicarse la señal diferencia al primario de T_1, ambas grillas reciben esa señal en contrafase, se produce el batido en cada mitad del secundario con la señal de 38 KHz y el resultado será que a una de las grillas queda aplicada la suma entre 38 KHz y la señal de audio y a la otra la diferencia entre esas mismas. Aparecen así las dos bandas laterales en el primario de T_2, las que, si la señal diferencia tuviera una frecuencia de 15 KHz, caso posible, tendrían las frecuencias de 23 y 53 KHz que aparecieron en el ejemplo dado más arriba.

En resumen, en el modulador balanceado aparece como señal de salida un conjunto de señales que son únicamente bandas laterales, pues la portadora se eliminó. Esas bandas laterales tendrán una amplitud que responde a la que tiene la señal diferencia de audio y una frecuencia que responde a la de la portadora y la de la señal modulante, para una de las bandas y a la suma entre esas mismas cifras para la otra banda lateral. Tales señales de salida se envían al modulador general de FM para que intervengan en el proceso y se integren al conjunto de bandas laterales que tendrá la señal resultante.

Ahora nuestro transmisor de FM sufre una alteración y queda como lo vemos en la figura 95. El oscilador de 19 KHz envía señal al modulador para incorporarla a las bandas laterales, pero al mismo tiempo, mediante un doblador de frecuencia, nos suministra la portadora de 38 KHz que va al modulador balanceado y que en él desaparece. Hay otros dos agregados que comentaremos.

Aparece otro oscilador que produce una señal de 67 KHz. Se trata de otra subportadora que se envía también dentro de las bandas laterales para servicios especiales, como ser la música funcional, que es un servicio autorizado. Con-

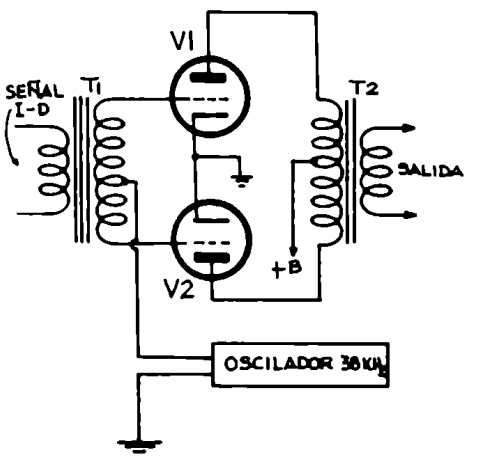


Fig. 94.- Esquema básico del modulador balanceado para formar las bandas laterales de la señal diferencia.

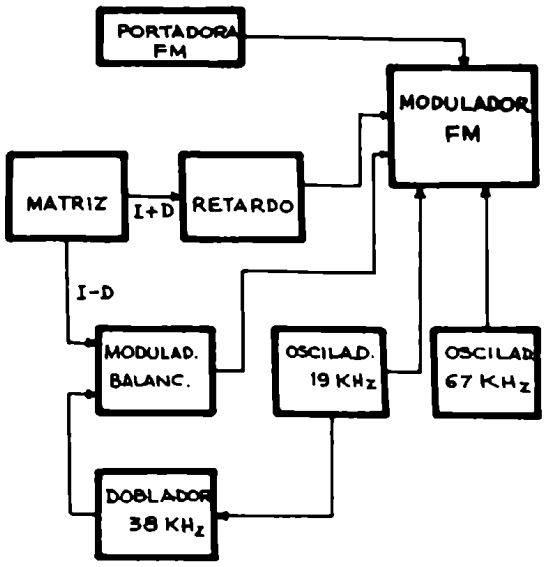


Fig. 95.- Diagrama en bloques más completo del transmisor FM Multiplex.

siste en la recepción de las señales de FM en receptores especiales que abonan por ese servicio. En los receptores comunes de FM esa subportadora de 67 KHz no se emplea y se la suprime mediante una trampa de ondas.

Otro detalle que vemos es un *retardo* que se introduce en el camino de las señales ($I + D$), y tiene por objeto evitar la interacción entre las bandas laterales de éstas con las que corresponden a la señal diferencia. Este es un detalle que corresponde a los transmisores de FM y no a los receptores, de modo que no interesa al tema general de este libro.

Bandas laterales en el sistema MPX

Hemos visto que para que una portadora de FM lleve las dos señales de audio y permita la reproducción estereofónica del sonido, se usa un sistema, denominado multiplex, que hace que las bandas laterales tengan zonas destinadas a diferentes señales modulantes. Así, la zona comprendida entre 0 y 15 KHz corresponde a la señal suma y la comprendida entre 23 y 53 KHz corresponde a la señal diferencia. Pero esta última está formada por bandas laterales de una modulación de amplitud cuya portadora se suprimió, luego en el receptor habrá que producir esa portadora y reinyectarla para poder realizar la detección. Y la frecuencia de tal portadora debe ser rigurosamente exacta y coincidente con la que tenía en el transmisor. La única manera de asegurar tal condición es enviar junto con la portadora de FM una subportadora que se corresponda con esa que debemos reinyectar.

Pero esa subportadora no puede ser de 38 KHz, puesto que si tuviera esa frecuencia se anularía la cancelación que hicimos en el modulador balanceado y tendríamos otra vez una señal modulada en amplitud. Luego, se envía como subportadora una señal de 19 KHz que sufre en el receptor un proceso de doblado de frecuencia para hacer la reinyección. ¿Por qué se usó 19 KHz? —Porque entre 15 KHz, límite superior de las bandas laterales de la señal suma y 23 KHz, límite inferior de las de la señal diferencia, justo en el centro de esas dos cifras, tenemos la frecuencia de 19 KHz. Luego, la señal piloto, subportadora que mencionamos, puede enviarse como una frecuencia lateral comprendida entre las bandas laterales, sin que interfiera en las del sonido.

Ahora podemos hacer un gráfico que nos muestre el espectro de frecuencias de las bandas laterales en el sistema multiplex. Si recordamos la figura 24, teníamos allí un canal de FM que abarca 200 KHz de ancho; para los efectos prácticos, podemos tomar un solo costado, ya que el otro es idéntico. Luego tomamos el costado de la derecha, desde la portadora F hasta el borde de las bandas laterales, que no está separado 100 KHz sino solamente 75 KHz, ya que lo que resta es una zona de protección contra interferencias. Veamos qué hay dentro de esa franja de 75 KHz de ancho que aparece hacia la derecha de la portadora en el gráfico, y que será el resultado del montaje que acabamos de ver en la figura 95.

Entonces, si dibujamos la portadora de FM tomada como eje vertical de referencia, obtenemos el gráfico de la figura 96. Aparecen allí las subportadoras que se han incorporado y sus respectivas bandas laterales. Todo este complejo de señales se tiene disponible después de haber extraído la modulación a la portadora principal de FM, cuya frecuencia, comprendida entre las cifras 88 y 108 MHz, no aparece lógicamente en el gráfico; pero ubicamos como eje vertical o de referencia a dicha portadora principal. En otras palabras, el espectro de señales de la figura 96 lo tendríamos a la salida del demodulador del receptor de FM.

En primer término observamos las bandas laterales de la señal suma, que abarcan desde cero hasta 15 KHz, con una amplitud relativa de 80%, ya que intencionalmente se las ha reducido para evitar interacciones. Tal reducción

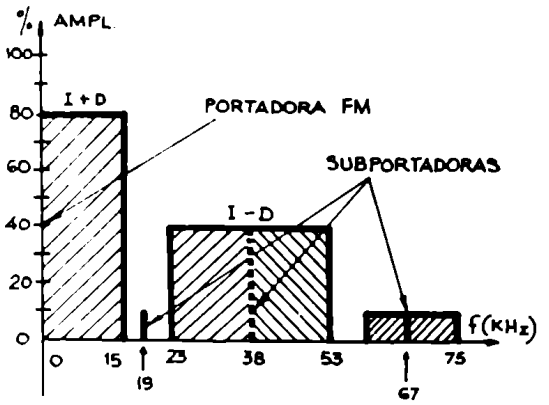


Fig. 96.- Espectro de frecuencias del sistema MPX correspondiente a las señales que salen del demodulador. Este espectro cubre el ancho de banda adoptado para la FM que es de 75 KHz a cada lado de la portadora.

puede despreciarse si se tiene en cuenta que en los sistemas monoaurales la amplitud máxima de modulación alcanza sólo al 90%.

Luego vemos a la subportadora piloto de 19 KHz que se envía desde el transmisor para fijar un punto de referencia y obtener la portadora de reinyección (38 KHz). Esta subportadora tiene solamente un 10% de amplitud relativa para evitar interacciones y ello nos dice que el receptor de FM MPX deberá tener muy buena amplificación previa al demodulador, para que ésta subportadora no se pierda.

Más adelante observamos la banda comprendida entre 23 y 53 KHz, que son las laterales de la señal diferencia. Su portadora, pese a que se dibujó en el gráfico, no viene con la señal; hay que producirla en el receptor y reinyectarla, para poder detectar esas bandas laterales. La amplitud relativa de esta franja de del 40%, ya que, como tenemos dos bandas laterales con idéntica información, pueden sumarse después de la detección y alcanzar la misma amplitud relativa de la señal suma.

Finalmente, encontramos en los 67 KHz la subportadora de servicios especiales (música funcional), que también tienen una amplitud de sólo 10% y cuyas bandas laterales se extienden 8 KHz a cada lado de la misma.

Compatibilidad entre FM y MPX

En los servicios de emisión de señales de cualquier tipo, se llama compatibilidad a la condición que permite que el sistema se adapte para que funcione con más de una modalidad. Por ejemplo, en la emisión de señales de FM, como hay emisiones con modulación monoaural y estereofónica, la compatibilidad exige que un receptor pueda captar ambos tipos de señales, aunque haga falta una selectora que introduzca cambios circuitales.

Analizando entonces la compatibilidad, el sistema multiplex la tiene, pues un receptor FM monoaural es insensible a la señal $(I - D)$ desde que al no producir la subportadora de 38 KHz esas bandas laterales se pierden. Y la señal suma $(I + D)$ no es otra cosa que el equivalente de puentear los dos canales estereofónicos para escuchar un programa monoaural, operación común en amplificadores de sonido.

Y si se trata de un receptor multiplex que recibe una señal monoaural, como la misma no trae la señal piloto de 19 KHz, no se producirá la subportadora de 38 KHz y el receptor reproducirá la única señal modulante que llega que es la señal suma $(I + D)$, ya que en este caso el puenteo de los dos canales existe de hecho por tratarse de una emisión monoaural. El receptor multiplex está provisto de una llave que elimina la sección decodificadora cuando se recibe una señal monoaural.

Y por último, cabe mencionar que los servicios especiales no deben producir interacción al llegar una señal multiplex a un receptor monoaural. Como esa franja del espectro está alejada de la banda $(I + D)$, según se ve en la figura 96, no hay interferencia alguna. Con todo lo cual queda demostrado que el sistema MPX es compatible perfectamente con el sistema común de FM monoaural.

Día 9

Ahora ya sabemos que existe un sistema llamado FM estéreo multiplex o, si que quiere simplificar, sistema MPX, que consiste en lograr que con una sola portadora se irradien al espacio las señales de los dos canales de sonido para una reproducción estereofónica; y si la emisora MPX irradia un programa monoaural, el receptor MPX sirve lo mismo, dada la compatibilidad existente. Indudablemente que puede decirse que estamos frente a una demostración más del ingenio del hombre. Entonces deberemos abordar el tema de la realización práctica del sistema MPX, y lo haremos en dos etapas, dada su extensión. En la primera etapa, correspondiente a esta jornada, desarrollaremos en forma general el funcionamiento del receptor para el sistema multiplex, dejando para la jornada venidera el dispositivo que se llama decodificador y que completa el receptor MPX. Obsérvese en las páginas que siguen cuánto hay de conocido, por haberlo tratado en los capítulos anteriores, cosa que advertimos ya a los lectores.

EL RECEPTOR FM ESTEREO MULTIPLEX

Si echamos una mirada hacia atrás sobre el contenido de este libro hasta el punto que hemos llegado, puede considerarse que hemos preparado el terreno para abordar el tema más importante. Después de haber estudiado los principios y ventajas de la FM construimos un par de receptores para recibir ese tipo de señales, pero ahora sabemos que tales receptores eran incompletos, pues no están en condiciones de recibir estereofonía radial. No obstante, hay lugares donde sólo se cuenta con emisiones de FM monoaural, y para esos casos será útil la descripción constructiva realizada. Como sabemos que un receptor multiplex puede captar perfectamente señales de FM monoaural, por la compatibilidad existente en este sistema, podríamos hablar de la conveniencia de construir nuestro receptor de FM con el proyecto completo, que incluye el sistema multiplex, a pesar de afrontar un mayor costo. Como tal decisión queda a cargo de los lectores, los capítulos 6 y 7 están destinados a todos aquellos que prefieren construir el receptor simple y encarar su reforma cuando ello sea necesario. También trataremos esa reforma.

Ahora que conocemos los principios en que se basa el sistema FM Estéreo Multiplex, o directamente el FM MPX, debemos analizar las diversas partes que componen un receptor de este tipo, a fin de estudiar las variantes que se presentan sobre los receptores comunes de FM que hemos descripto anteriormente. Y veremos así que prácticamente todas las secciones del receptor deben ser modificadas en la forma como explicaremos y por las razones que daremos en cada caso.

La frase anterior nos indica la conveniencia de explicar detalladamente el diagrama sintético de un receptor MPX, antes de entrar a la descripción de sus etapas en el análisis circuital. De este modo cuando lleguemos a los circuitos sabremos ya las razones por las cuales ellos difieren de los vistos en los capítulos 5, 6 y 7. Pero no debe pensarse que ya en este capítulo se encontrará la descripción práctica que sirva para encarar la construcción de un receptor MPX, puesto que, tal como lo hicimos en otras oportunidades, eso será encarado aparte y como casos concretos de proyectos realizables.

Diagrama sintético del receptor MPX

En la figura 50 habíamos visto el diagrama sintético de un receptor de FM común o monoaural o, si se quiere seguir con la denominación que adoptamos en esa oportunidad, el diagrama de un sintonizador de FM, ya que el amplificador de audio no fue agregado, por razones que se aclararon. Ahora podemos ver en la figura 97 el diagrama sintético de un sintonizador de FM MPX que no es completo, pues le falta su sección más importante, que es el decodifi-

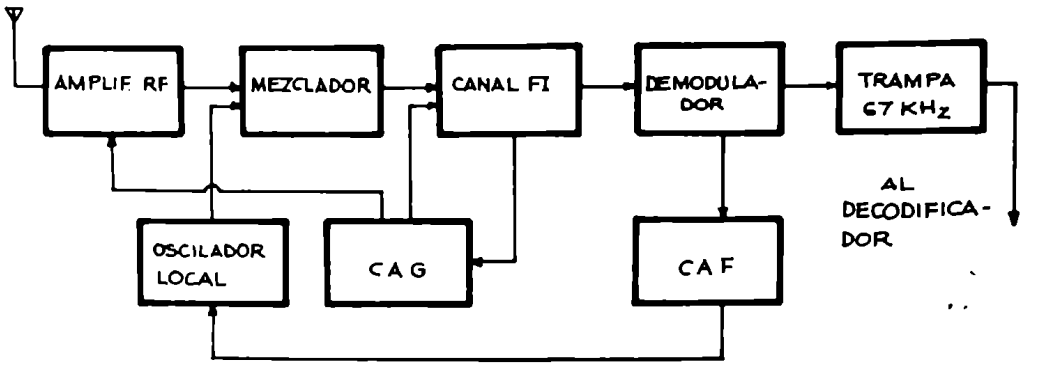


Fig. 97.- Diagrama en bloques de un receptor FM estéreo multiplex (MPX)

cador. Y es que precisamente por la importancia del mismo hemos decidido encararlo en un capítulo aparte, que será el próximo.

Pero el sintonizador de la figura 97 entrega ya señales que salen del modulador, y en este sentido este diagrama puede ser comparado con el de la figura 50, para estudiar sus diferencias relativas. El decodificador no existía en absoluto en el receptor común, de modo que puede considerarse como un agregado; en cambio las partes o secciones de la figura 97 son similares a las de la figura 50 y las diferencias existentes serán destacadas y justificadas. La señal de salida del conjunto de la figura 97 responde al espectro dado en la figura 96 y con ellas tenemos que realizar varias operaciones; eso es lo que trataremos en el próximo capítulo.

El amplificador de RF

El primer bloque que encontramos en el diagrama sintético del receptor multiplex es el amplificador de RF, cuyo circuito parcial mostramos en la figura 98. Si comparamos este circuito con los similares que integraban los conversores vistos en capítulos anteriores, notaremos algunas diferencias, pero esencialmente la única importante es la inclusión del CAG.

Debido a las particularidades del sistema multiplex, resulta conveniente mantener las señales captadas a un cierto nivel medio, porque las amplitudes de las subportadoras que trae la señal tienen importancia para el correcto funcionamiento del conjunto. Por tal razón, en los receptores MPX es común que se emplee algún sistema de control automático de ganancia; este procedimiento es conocido por los lectores debido a que en los receptores para AM se emplea en forma generalizada. Se trata de obtener una tensión de control mediante la rectificación de la portadora, tensión que se emplea para regular la ganancia de las etapas amplificadoras de RF y FI.

En los receptores a válvulas, la tensión de control es siempre negativa, y se aplica para cambiar la polarización negativa de las válvulas amplificadoras de RF y FI; para tal finalidad, dichas válvulas deben ser del tipo de pendiente variable, de modo que los cambios de polarización alteran su factor de amplificación.

En los receptores a transistores se dan dos casos: cuando esos transistores son del tipo NPN y cuando son PNP. En los NPN la base lleva polarización positiva con respecto al emisor. Aumentando la polarización positiva de base aumenta la conducción a través del transistor, y con ello el grado de amplificación. En los tipo PNP la base requiere polaridad negativa, y aumentando la tensión negativa se incrementa la conducción y con ello la amplificación.

De modo que la tensión para el CAG deberá obtenerse con amplitud proporcional a la de la portadora captada, pero en los equipos transis-

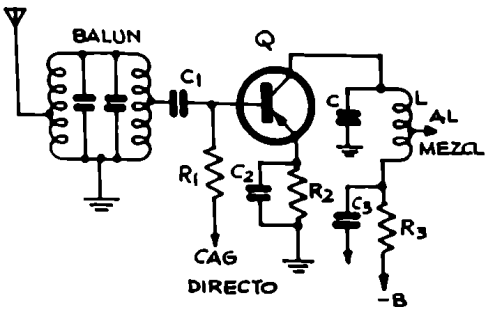


Fig. 98.- El amplificador de RF en el receptor multiplex.

torizados habrá que cuidar, además, la polaridad de tal tensión de control.

Volviendo a la figura 98, vemos allí que se toma la tensión del CAG, la cual tiene una calificación de *directo*, sin mostrar la procedencia. Se trata de una tensión negativa que proviene del amplificador de FI, tal como veremos. Por ahora dejamos esa conexión en la forma indicada.

El circuito de entrada para el acoplamiento de la antena puede tener muchas variantes, pero en los receptores comerciales se acostumbra a usar un doble circuito sintonizado que realiza la adaptación de impedancias, o sea que transforma la impedancia de la línea de bajada al valor adecuado para la entrada al transistor Q. Este conjunto se llama *balun* y es esencialmente un transformador de impedancias. Para aislar la tensión continua de base del retorno a masa del balun, se coloca el capacitor C_1. El emisor se polariza de la manera habitual mediante R_2 y C_2.

Así llegamos al circuito de colector, que tiene el conjunto sintonizado $L\,C$, siendo este capacitor una de las secciones del tandem de sintonía. De una derivación de L, en el caso de la figura 98, o mediante otro bobinado, se toma la señal para llevarla al mezclador. La alimentación de colector va al −B y se filtra a masa mediante el capacitor C_3. Si el transistor fuera NPN la alimentación iría al +B.

El oscilador local

El oscilador local del receptor de FM ya ha sido estudiado en capítulos anteriores, pero en sistema multiplex hay una exigencia que no teníamos en el monoaural o monofónico. Debido a que la posición de las subportadoras que vimos en la figura 96 es fija respecto de la portadora principal, cualquier desplazamiento de frecuencia ocasionaría corte de bandas laterales por desintonía de los circuitos de FI, y podrían desaparecen dichas subportadoras o perder amplitud, alterando el funcionamiento de todo el sistema MPX. Esto obliga a usar sistemas de fijación de la frecuencia del oscilador local, ya que, siendo fija la frecuencia de la portadora, se consigue así una fijeza en la FI.

Para mantener la frecuencia de un oscilador hay que actuar sobre las causas que puedan alterarla y ellas son, fundamentalmente dos: las alteraciones de la tensión de alimentación y las variaciones de temperatura del transistor. La constancia de tensión de la fuente es buena si la

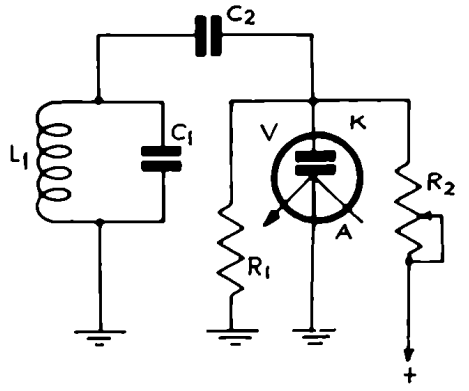


Fig. 99.- Forma de actuar del diodo varactor para variar la frecuencia del oscilador local.

alimentación es a pilas y puede regularse bien en las fuentes eléctricas. Pero los efectos de la variación de temperatura en el transistor oscilador deben corregirse mediante un control automático, ya que no puede pensarse en colocar el oscilador en una cámara atérmica.

Es así como surge el *control automático de frecuencia* o CAF, muy conocido para los lectores que trabajan con televisores. El medio más simple para conseguirlo es el *varactor* o diodo varicap que conocimos en la figura 30. Recordemos que se trataba de un diodo que ofrece entre sus armaduras una capacidad que depende de la tensión aplicada entre las mismas. Se han logrado diodos de este tipo con variaciones de capacidad de 25:1, lo que los hace muy aptos para la función del CAF.

La figura 99 nos muestra la forma de conectar un varactor V a un circuito oscilante. L_1C_1 forman el tanque de un oscilador y mediante el capacitor C_2 de aislación de la continua se conecta el varactor V, el cual se aplica a un divisor de tensión formado por R_1 y R_2. El varactor queda derivado en paralelo con el tanque oscilador. Obsérvese que R_2 es un potenciómetro, de modo que moviendo su cursor se alterará la tensión aplicada al varactor, y precisamente a su cátodo K, que es el electrodo superior, siendo el ánodo A el inferior. Cuando se aumenta la tensión aplicada al cátodo se reduce la capacidad del varactor, y con ello aumentará la frecuencia de oscilación del conjunto; viceversa, reduciendo la tensión en cátodo del varactor, aumenta su capacidad interna y con ello disminuye la frecuencia del oscilador.

Apliquemos ahora el varactor al oscilador local del receptor, tal como se ve en la figura 100. De paso, diremos que el oscilador que allí vemos es de un tipo muy usado en receptores

de FM. El transistor Q funciona con base común, pues se la pone a masa para la señal mediante el capacitor C_1 y se la polariza mediante el divisor formado por R_1 y R_2. El conjunto oscilante LC, siendo C parte del tandem de sintonía, está conectado entre colector y masa, pues el extremo inferior de la bobina está a masa mediante C_4, para la señal. La realimentación la produce el pequeño capacitor C_2. La alimentación de colector se filtra mediante R_4 y C_4, y la salida de señal para el mezclador se toma directamente del colector a través del muy pequeño capacitor C_6.

Ahora veamos la acción del varactor. En lugar de someterlo a una tensión continua variable mediante un potenciómetro, aplicamos a su ánodo una tensión de control, que es continua, y que por ahora llamamos CAF. El cátodo queda polarizado en forma fija mediante el divisor $R_5 R_6$ y mediante C_5 se pone el ánodo de V a masa para la alterna. Esa tensión de CAF es nula cuando la portadora de FI está exactamente a 10,7 MHz, y adquiere valores negativos o positivos crecientes a medida que tal portadora se aleja de su frecuencia normal. Por ejemplo, cuando la portadora aumenta su frecuencia, se necesita que el CAF la rebaje, o sea que la frecuencia del oscilador local disminuya; para tal fin el varactor debe aumentar su capacidad y para ello la tensión de control debe ser tal que el cátodo reduzca su polarización inversa, es decir que se haga menos negativo; ello se obtiene con una tensión positiva en el ánodo. Viceversa, cuando la frecuencia de portadora se reduce, hay que aumentar la frecuencia del oscilador local y ello se consigue dando al ánodo una tensión negativa. Veamos ahora cómo logramos esa tensión de control del CAF.

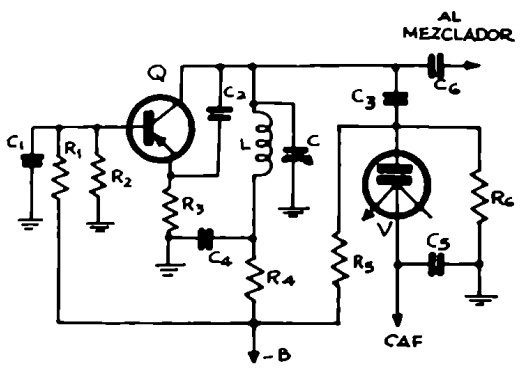


Fig. 100.- Circuito básico del oscilador local en un receptor multiplex.

La tensión de control del CAF

Recordemos la figura 39 que se refería a la tensión obtenida en el demodulador y releyendo el texto anexo refrescaremos nuestra memoria. La tensión a la salida del demodulador era proporcional en todo momento a los apartamientos de frecuencia de la portadora. Cuando la portadora tenía su frecuencia central exacta de 10,7 MHz, la tensión de salida era nula; cuando la frecuencia de la portadora aumenta, aparece una tensión negativa. Y los valores de esas tensiones son proporcionales a los apartamientos de frecuencia de la portadora. Así se obtiene la tensión de audio.

Pero, hablamos de apartamientos rítmicos de la portadora de FM. El promedio de los apartamientos da una tensión nula, ya que coinciden los valores positivos y negativos. Luego, si colocamos un filtro con alta constante de tiempo en el camino de esa señal resultante, como sería el R_2C_2 en la figura 101, a la salida del mismo, punto A, no habría tensión alguna.

Si en la portadora aparece un corrimiento de frecuencia no producido por la modulación, sino por un defecto del sistema, aparecerá una tensión en A que no se compensa y que será positiva o negativa según el apartamiento sea en aumento o en disminución de frecuencia respectivamente.

Por ejemplo, si la frecuencia de la portadora aumenta por un defecto, se produce una tensión positiva en A. Con ello se reduce la polarización inversa del varactor y aumenta consecuentemente su capacidad; de inmediato se reduce la frecuencia del oscilador local y también la diferencia entre la de la señal de antena y la del oscilador, o sea el valor de la FI, normalizándose la situación. Viceversa, si la portadora de FI sufre un corrimiento en disminución, la tensión en A es negativa, el cátodo aumenta su polarización, disminuye la capacidad del varactor y aumenta la frecuencia del oscilador local, dando una FI de mayor frecuencia y corrigiendo el defecto.

En resumen, con el montaje de la figura 101 se logra una acción automática del CAF suministrada por el varactor. La sintonía manual, sin indicador, en receptores con CAF puede hacerse un poco imprecisa, de modo que los buenos receptores multiplex tienen un interruptor S para eliminar la acción del CAF mientras se hace la sintonía. Poniendo a masa el punto A no hay acción de variación de frecuencia sobre el oscilador local y se hace sintonía de la esta-

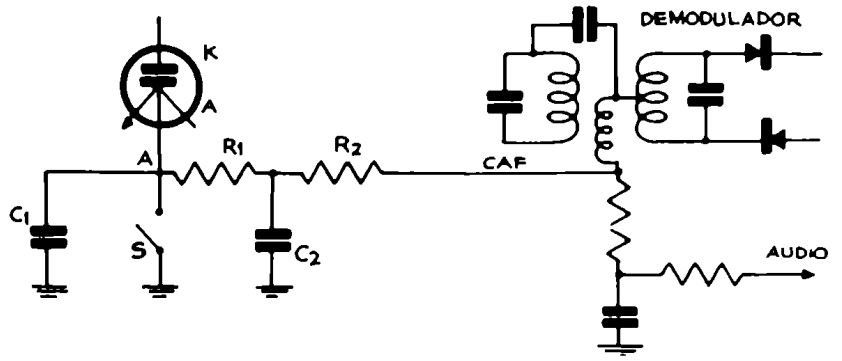


Fig. 101.- Obtención de la tensión de control del CAF y aplicación de la misma al diodo varactor.

ción deseada; luego, se abre S y se pone en funcionamiento el CAF.

El mezclador del conversor

Teniendo ya las dos señales, la de antena amplificada mediante la etapa de la figura 98 y la del oscilador local producida mediante el circuito de la figura 100, debemos mezclarlas para producir la FI de 10,7 MHz, según el proceso superheterodino conocido. Eso se hace en una etapa llamada precisamente mezcladora, cuyo circuito vemos en la figura 102. La señal proveniente del amplificador de RF llega a través del capacitor C_1 y la del oscilador a través del C_2 que es el C_6 de la figura 100. Esta etapa actúa a la vez como amplificadora y en consecuencia los electrodos del transistor Q están polarizados para esa condición de trabajo. La base se polariza mediante el divisor de tensión formado por los resistores R_1 y R_2 y el emisor mediante el conjunto R_3C_3. La alimentación del colector se filtra para evitar el paso de RF a la fuente, mediante R_4 y C_4, tal como se ha visto en otras oportunidades. Así llegamos al transformador T al cual se aplica ya la señal de FI o sea de 10,7 MHz, producto del batido de las señales de antena y del oscilador local. De una derivación del secundario se toma la conexión para la base del primer transistor amplificador de FI, en la forma conocida.

Con esto queda completada la sección del conversor, que abarca los tres rectángulos de la izquierda en el esquema sintético general que teníamos en la figura 97. Al propio tiempo hemos explicado el contenido del rectángulo marcado como CAF. Pero falta explicar el que se indica como CAG, que intervino por aplicar control automático de ganancia en la etapa amplificadora de RF. Esto lo aclararemos de inmediato, porque emana del canal de FI.

El canal de FI

El circuito correspondiente al amplificador de FI de un receptor multiplex se diferencia poco del correspondiente a un receptor de FM monoaural, y que vimos en la figura 80, por ejemplo. El circuito que mostramos en la figura 103 muestra un amplificador de tal tipo. Pero, de inmediato notamos que los resistores de polarización de base de los transistores Q_1 y Q_2 no van a masa sino al sistema de CAG que ya mencionamos. Esto marca la primer diferencia de importancia.

La otra diferencia estaría en el hecho de que en los sistemas multiplex necesitamos más amplificación en la FI, debido a la reducida amplitud de las subportadoras (figura 96). Es usual que los amplificadores de FI de los receptores multiplex a válvula tengan tres etapas y los de transistores tengan cuatro etapas. Con transis-

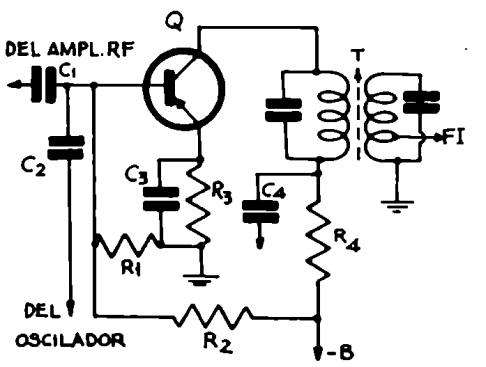


Fig. 102.- Circuito típico de una etapa mezcladora en los receptores multiplex.

tores modernos de muy alta ganancia, se suelen diseñar circuitos de tres etapas.

El circuito de la figura 103 muestra el caso, bastante común, de transistores que requieren neutralización, la que se logra mediante los capacitores C_1 y C_3. Hemos elegido este caso para diferenciarlo del circuito de la figura 80. Según los transistores empleados, se produce o no realimentación de colector a base a través de la capacidad interna y cuando ocurre ello se compensa mediante una reinyección con fase opuesta del tanque de salida a la base. La fase invertida se logra tomando la conexión desde el extremo opuesto de los primarios de FI con respecto a la conexión de colectores. En los transformadores T_1 y T_2, los extremos superior e inferior tienen fase opuesta con respecto al punto central, que está a masa para la señal por medio de los capacitores C_6 y C_7 del filtro de alimentación de cada transformador.

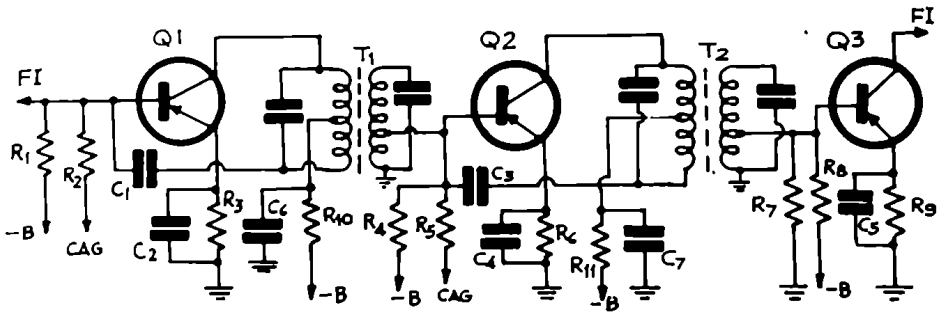


Fig. 103.- Canal de FI empleado en muchos receptores FM multiplex.

La señal de salida de Q_3 va a otra etapa, si el canal de FI tiene cuatro, o al demodulador, si sólo empleamos tres etapas. Este detalle quedará para el circuito que usaremos como ejemplo práctico. Antes de pasar al demodulador tenemos que ocuparnos de la descripción del sistema de CAG que es muy importante.

El sistema de CAG

En los receptores a válvulas el control automático de ganancia o CAG, que también se llamó control automático de sensibilidad o CAS, es muy simple y consiste en aplicar una tensión negativa a las válvulas amplificadoras de RF y de FI para variar el grado de amplificación de las mismas. La tensión de control tiene un valor proporcional a la amplitud de la portadora. Actualmente la denominación de CAS se ha dejado para los receptores de AM y la de CAG se usa para los de FM. Pero en los receptores multiplex a transistores el sistema de CAG adquiere muchas veces características especiales que debemos destacar.

Debido a la diferencia en el comportamiento de los transistores con respecto a las válvulas, no resulta eficiente en los primeros el sistema clásico usado en las válvulas. El mismo consiste en reducir la ganancia o grado de amplificación aumentando la polarización negativa de grilla en válvulas en las cuales esos cambios producen reducción de amplificación; son las válvulas llamadas de pendiente variable. En los transistores se usan dos sistemas combinados: el llamado de polarización inversa y el de polarización directa. Veamos.

La *polarización inversa* consiste en agregar a la polarización normal de base del transistor otra que tenga signo contrario, con lo cual se reduce la corriente de colector y por ende la ganancia. Esa polarización inversa debe ser proporcional a la amplitud de portadora para lograr un efecto automático, o sea que la ganancia se reduzca para portadoras fuertes. Pero esta acción tiene un límite en su aplicación porque las señales de entrada de amplitud grande coinciden entonces con muy bajas polarizaciones y ello trae aparejada una deformación de onda. Por ello, la polarización inversa, que equivale al sistema de CAG en equipos a válvula, se aplica con efecto reducido.

La *polarización directa* en cambio no tiene similitud con nada que haya en los circuitos a válvula. Consiste en aplicar una tensión entre emisor y base del transistor que haga aumentar la corriente de colector; pero esa corriente se hace pasar por un resistor en serie, de modo que se produzca una caída de tensión que disminuya la tensión efectiva del colector. En consecuencia, la ganancia de la etapa disminui-

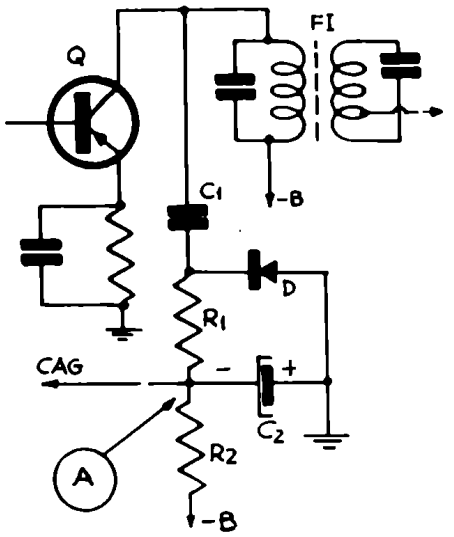


Fig. 104.- Obtención de la tensión para el CAG en el sistema multiplex.

rá. Hay también un efecto secundario y es que, al aumentar la polarización aumenta la corriente entre base y emisor, lo que equivale a una disminución de la impedancia de entrada al transistor; esto implica que se cargue con menor impedancia el circuito sintonizado de entrada y se reduzca su factor de mérito Q. Así tenemos que la tensión de control ocasiona una reducción simultánea en la señal de entrada y de salida.

En los receptores multiplex a transistores pueden emplearse separadamente los dos sistemas de CAG que hemos descripto. Usualmente se emplea el CAG directo en las etapas de RF y el inverso en la FI, pero esas circunstancias dependen del fabricante, pues los circuitos que emplean ambos se complican y encarecen los equipos. Hay además otro detalle que diferencia más los receptores a válvula de los que emplean transistores, y es que el CAG aplicado a las válvulas consiste solamente en una tensión aplicada a grillas que no consumen corriente. En los transistores, la polarización de entrada o base se hace con consumo de corriente, de modo que el sistema de CAG debe proveer potencia, pequeña por cierto, pero es potencia. Esto hace que en los sistemas muy elaborados de CAG se emplee una etapa amplificadora con un transistor a ese sólo efecto. Aclaremos que no todos los receptores cuentan con ese refinamiento.

Veamos entonces la manera de obtener las tensiones de control para los tipos de CAG que hemos mencionado. A tal efecto, la figura 104 muestra una etapa amplificadora de FI de un receptor multiplex, que es comunmente la penúltima, ya que la última es la que termina en el demodulador y lleva un transformador de FI especial, según sabemos. En el colector del transistor Q tenemos la portadora modulada y puede tomarse esa señal mediante el capacitor C_1 de aislación de la tensión continua presente en el colector. Esta señal la rectificamos con el diodo D que suministra tensión positiva en su cátodo, a la izquierda; en el punto A la tensión resultante es la diferencia entre la tensión negativa de la fuente y la positiva del rectificador, pero no es un valor constante, sino variable; veamos por qué.

La amplitud de la portadora depende de la intensidad de la señal captada, de modo que la tensión tomada del colector de Q será proporcional a la amplitud de la portadora. En con-

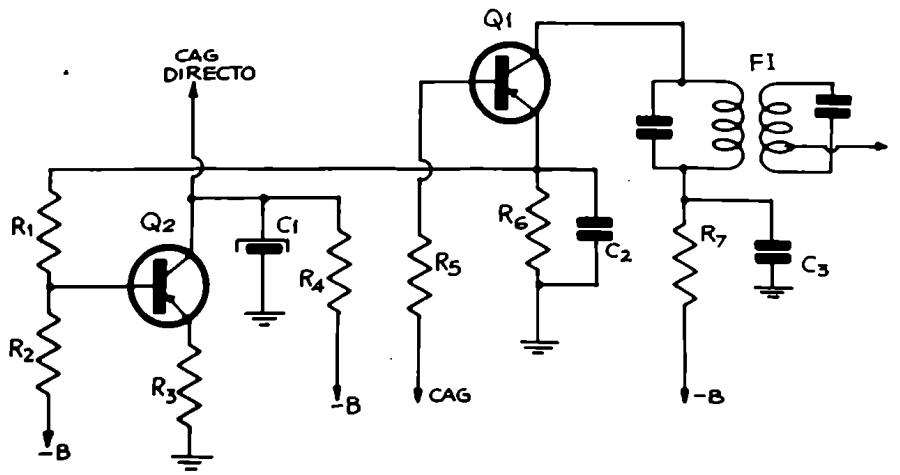


Fig. 105.- Montaje básico del CAG amplificado para el sistema multiplex.

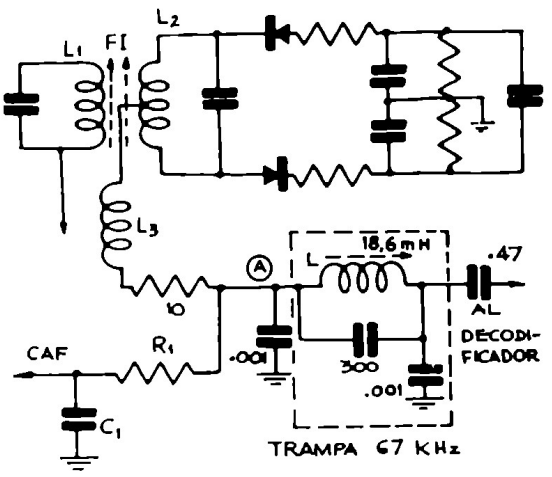


Fig. 106.- Circuito básico del detector de relaciones usado como demodulador en el sistema multiplex.

secuencia, las portadoras fuertes darán en A una tensión menos negativa y las débiles una fuertemente negativa. El capacitor C_2, electrolítico, hace de volante para mantener una constancia promediada en esa tensión.

En resumen, la tensión negativa en A no es otra cosa que la del CAG. Si se aplica al retorno de los resistores de polarización de base de los transistores de FI, como el caso de la figura 103, variarán la ganancia en la forma como lo explicamos antes.

Pero hemos dicho que es conveniente amplificar la tensión del CAG por la abosorción de potencia que tienen los transistores en sus bases. Veamos la figura 105 que muestra un amplificador de CAG mediante el transistor Q_2. Aquí el transistor Q_1 tiene en su base aplicada la tensión del CAG, punto A, de la figura anterior. Esa tensión se reduce para señales fuertes, hace menor el potencial negativo de base, reduce la corriente de colector y con ello la ganancia de Q_1; es entonces un tipo de CAG inverso.

Pero por otra parte, la tensión presente en el emisor de Q_1, que fluctúa según el CAG, se aplica a la base de Q_2, lo que le produce una reducción de la ganancia y con ello de la corriente de colector; como éste se alimenta a través de R_4, habrá en ese colector una tensión mas negativa, y entonces la tomamos como tensión de CAG directo y amplificado para aplicar a la base de la etapa amplificadora de RF, figura 98. Allí, esa tensión producirá un aumento de la corriente de colector en proporción al aumento de la señal, y como ese electrodo se alimenta a través del resistor R_3, la tensión neta de colector se reducirá para señales fuertes, tal como corresponde en la aplicación del CAG directo.

En las explicaciones precedentes hemos supuesto que usábamos transistores PNP, tal como los vemos en las figuras 98 a 105. Si se utilizaran transistores NPN, hay que invertir la polaridad de la fuente y la del CAG, por supuesto. En tal situación, se invierte también el diodo de la figura 104 y hablaremos de tensiones positivas de control en lugar de negativas.

Posteriormente, cuando encaremos la construcción de equipos reales, con sus datos prácticos, tendremos oportunidad de ver el detalle del CAG en su verdadera aplicación. Lo tratado es la explicación de su funcionamiento y la comparación con el clásico CAG en los aparatos a válvulas.

El demodulador

Para evitar el uso de etapas limitadoras de la amplitud de la señal, que se requieren para cancelar los ruidos que puedan modular en amplitud a la portadora, se emplea casi generalmente el tipo de demodulador que conocimos como detector de relaciones, y que vimos en la figura 46, ya simplificado. Hemos visto cómo este montaje era insensible a las variaciones de amplitud de la portadora, de modo que queda justificada su elección.

Así llegamos al circuito de la figura 106 que muestra un detector de relaciones aplicado al final del canal de FI de nuestro receptor multiplex. El producto de la demodulación, que en los receptores de FM monoaurales era directamente la señal de audio, aquí es una señal compleja, tal como la vimos en la figura 96 en lo que respecta a su contenido en frecuencias.

Entonces, en el punto A tenemos la señal demodulada, o sea sin la portadora de FM, cuyo residuo se filtra mediante un resistor de 10 Ohm y un capacitor de 0,001 μF. De allí se toma, por un lado, la tensión para el CAF a través de un filtro con alta constante de tiempo R_1C_1 y por otro lado la señal de bandas laterales que va a la trampa de 67 KHz.

En efecto, recordemos que se incluía en las bandas laterales una subportadora de 67 KHz para servicios especiales, y que en los receptores comunes de FM multiplex debe ser eliminada. Ello se hace mediante una trampa de ondas, que es un circuito resonante paralelo, conectado en serie con la señal. Lo forman la bobina L, que es de 18,6 mH y el capacitor de 300 pF

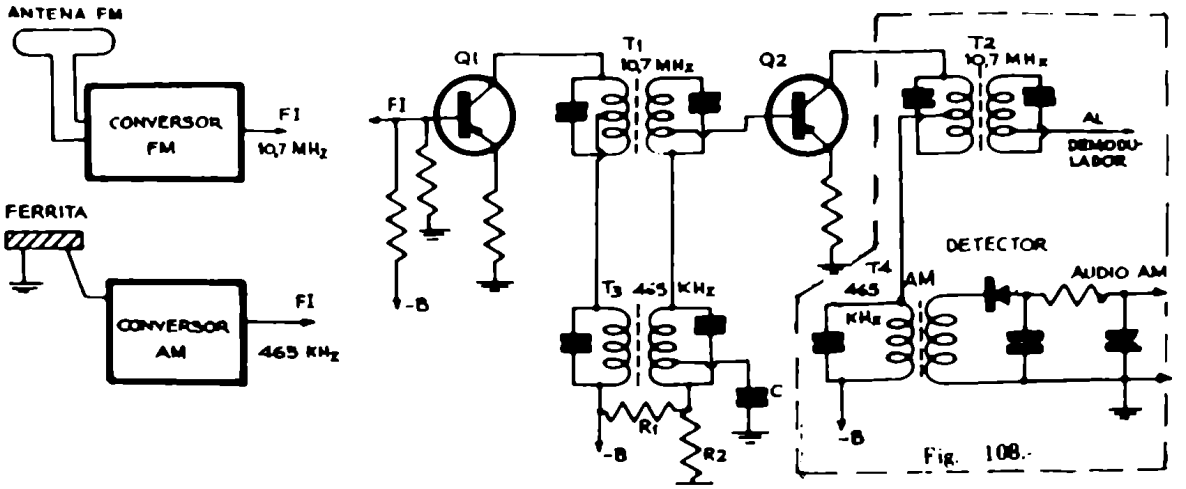


Fig. 107.- Combinación de sintonizadores de AM y FM para receptores que captan ambas señales.
Fig. 108.- Los combinados AM-FM requieren un demodulador y un detector.

que resuenan a 67 KHz y que constituyen una alta impedancia para la señal de esa frecuencia. A la salida de esta trampa pasamos, a través del capacitor de 0,47 μF, al decodificador, cuyas particularidades estudiaremos en el capítulo próximo.

Combinados AM y FM

Los receptores de factura comercial suelen ofrecer sintonía en AM y FM indistintamente, y es lógico suponer que no vienen en el equipo dos receptores completos, ya que ello sería antieconómico. Toda la parte de audio es común a ambos receptores, sin cambios, y la parte de FI puede hacerse común con algunas salvedades que veremos. Lo que no puede evitarse es el uso de dos conversores de frecuencia. Se han ideado conversores con un tandem común, que tienen doble juego de chapas, y bobinas separadas para AM y FM; una llave múltiple hace los cambios necesarios de circuito. Pero, esta solución no es muy recomendable pues las frecuencias en juego, en las bandas de AM y FM, son tan diferentes que no es fácil obtener buen rendimiento con esos sintonizadores complejos. No obstante, existen equipos con ese sistema.

Veamos entonces la figura 107, que muestra una disposición sintética de un combinado AM-FM de los más usuales. Hay dos conversores, uno de los cuales recibe la señal de FM con una antena especial para ese fin y el otro capta las señales de AM mediante una antena de ferrita. Las frecuencias intermedias obtenidas en ambos conversores son 10,7 MHz y 465 KHz respectivamente. Es común que una llave corte la alimentación del conversor que no trabaja cuando se usa el equipo.

Esas señales de FI pasan al amplificador de FI, que tiene doble juego de transformadores; cada juego está sintonizado al valor de la FI que hemos dado recién. Los bobinados de los dos transformadores de cada etapa se conectan en serie. La impedancia de cada uno de ellos, puesto en paralelo con su correspondiente capacitor, es máxima a la frecuencia de resonancia, pero se reduce en cuanto la frecuencia de la señal se aleja de esa de resonancia. Entonces, cuando trabajamos con señal de FM, por ejemplo, la impedancia del transformador superior será máxima, y la del inferior será muy pequeña; con ello, prácticamente toda la tensión aplicada a la serie de dos transformadores queda en el superior y casi nada en el inferior.

En el secundario pasan cosas parecidas. La tensión del total del secundario aparece prácticamente en la mitad superior de la serie formada por los dos transformadores, y se toma una derivación de baja impedancia para la base del transistor Q_2. Todavía el capacitor C, derivado sobre parte del bobinado inferior ofrece un retorno a masa más rápido. La base se polariza con los resistores R_1 y R_2 en la forma habitual.

Cuando llega el momento de hacer la demodulación, el último transformador de FI de la sección FM termina en el demodulador y el último FI de AM termina en un detector diodo convencional, tal como lo muestra la figura 108.

Día 10

Tal como lo dijimos al comienzo de la jornada anterior, ahora debemos completar el receptor de señales de FM estereofónica mediante el estudio del decodificador. Este dispositivo, según sabemos, realiza un proceso inverso al que se hizo en el transmisor para que las señales de audio de los canales izquierdo y derecho puedan inyectarse en una única portadora. Frente al receptor, nos interesa únicamente el tratamiento que debemos dar a las señales captadas por la antena para obtener las dos señales de audio originales que completan un sistema de sonido estereofónico. Como procedimos en otras oportunidades, haremos primero una descripción teórica del circuito, dejando para más adelante la realización de una unidad prototipo. Esta jornada, entonces, estará dedicada al tratamiento de la señal compuesta obtenida en el demodulador del sintonizador de FM MPX, señal que una vez decodificada se convierte en dos señales de audio, las de los canales izquierdo y derecho.

EL DECODIFICADOR MULTIPLEX

Cuando encaramos el diagrama en bloques del receptor FM estéreo multiplex, según ilustración de la figura 97, no se incluyó allí el bloque correspondiente al decodificador, sino solamente una mención de que éste existía, una leyenda colocada a la derecha. Las señales que salen del demodulador pasan por una trampa de 67 KHz y van al decodificador. Justificamos ese hecho diciendo que la importancia que revestía tal decodificador hacía necesario que se lo tratara aparte, dedicándole un capítulo. Y bien, hemos llegado al momento de explicarlo.

Comencemos por definirlo, para lo cual recordaremos la figura 92 que nos mostraba un circuito elemental que convertía las señales de suma y diferencia en las señales de audio de izquierda y derecha, para recuperar el sistema estereofónico; dijimos entonces que eso era esencialmente un decodificador, en su expresión más elemental. ¿Por qué se usaba? —Porque para transmitir por radio un programa estereofónico necesitamos dos señales de audio, y queremos hacer eso con una sola portadora de FM.

Ese propósito nos llevó a matrizar las dos señales de audio mediante un codificador que las convirtió en las señales de suma y de diferencia, y las mismas fueron inyectadas en la portadora del modo que estudiamos al ocuparnos de la figura 96. Ahora, en el receptor, después del proceso superheterodino que explicamos en detalle en el capítulo anterior, tenemos que invertir el matrizado de las señales suma y diferencia para decodificarlas y obtener nuevamente las señales *I* y *D*; ya no tenemos RF, solamente señales de baja frecuencia.

Esquema en bloques del decodificador

En el detector de relaciones que teníamos en la figura 97, que es el demodulador usado en la mayoría de los receptores multiplex, le sacábamos a la portadora de FM las bandas laterales, las que están representadas en la figura 96, si bien allí vemos solamente las de un lado de la portadora. Lo primero que hacemos es eliminar la subportadora de 67 KHz de servicios especiales mediante una trampa de ondas que aparece en la figura 97 y que también vimos en la figura 106. En algunas partes donde hay emisión de FM multiplex no hace falta esta trampa por no usarse tal servicio, pero en nuestro medio lo hay. Hasta aquí lo visto.

Ahora observemos la figura 109 que muestra el diagrama en bloques del decodificador. La entrada al mismo es la señal que viene del demodulador a través de la trampa, si la hay, o directamente, si no fuera necesario. La primera etapa o bloque del sistema es un amplificador

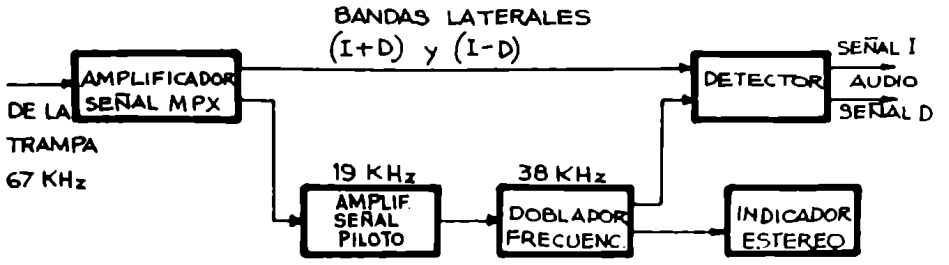


Fig. 109.- Esquema en bloques del decodificador para el receptor multiplex.

de la señal compuesta MPX. Esto se justifica si recordamos que la subportadora de 19 KHz tenía una amplitud muy reducida, sólo el 10% de la máxima y para utilizarla necesitamos ampliarla previamente, inclusive antes de intentar separarla de la señal compuesta.

A la salida de ese amplificador separamos la subportadora de 19 KHz de las señales suma y diferencia. La subportadora la enviamos a un amplificador adicional que aumenta más su amplitud y luego a un doblador de frecuencia, que nos entrega una señal de 38 KHz que necesitamos para reinyectarla en las bandas laterales de la señal diferencia $I - D$, según lo recordaremos observando la figura 96.

Aquí tenemos un interesante agregado y es el indicador de estéreo. Claro, algún dispositivo nos tiene que avisar si la señal recibida en antena es de FM monoaural o estereofónica, porque dijimos que hay en el receptor una llave selectora que pasa de uno a otro sistema. Entonces, el receptor está normalmente en la condición de monoaural y cuando llega una señal de este tipo al indicador de estéreo, él no actúa y entonces dejamos la recepción así. Si llega una señal estéreo, el indicador avisa y entonces accionamos la selectora, la que generalmente se marca con las siglas MONO y MPX.

Por otra parte, la subportadora de 38 KHz sale del doblador y la enviamos al detector, al cual llegan también las señales suma y diferencia para realizar allí el matrizado y obtener las señales derecha e izquierda. Es evidente que este detector será de un tipo especial, diferente de todos los que hemos tratado hasta ahora, pues tiene que realizar una operación muy compleja; lo estudiaremos en este capítulo.

Ahora que hemos analizado el diagrama en bloques del decodificador, pasaremos a detallar sus diversas partes, con las variantes usuales. Desde ya aclaramos que cada fábrica de receptores MPX adopta o diseña circuitos para cada sección de acuerdo con su criterio o para prescindir de la importación de ciertos componentes.

La etapa amplificadora

Pasemos a describir el primer bloque del decodificador, el cual mostramos en la figura 110; se trata del amplificador de la señal compuesta, así llamada porque tiene la subportadora piloto de 19 KHz y las señales suma y

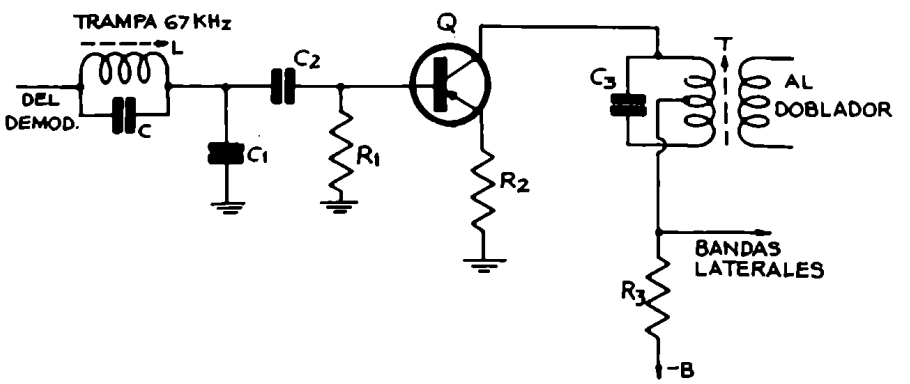


Fig. 110.- Esquema del amplificador de la señal piloto, o subportadora de 19 KHz.

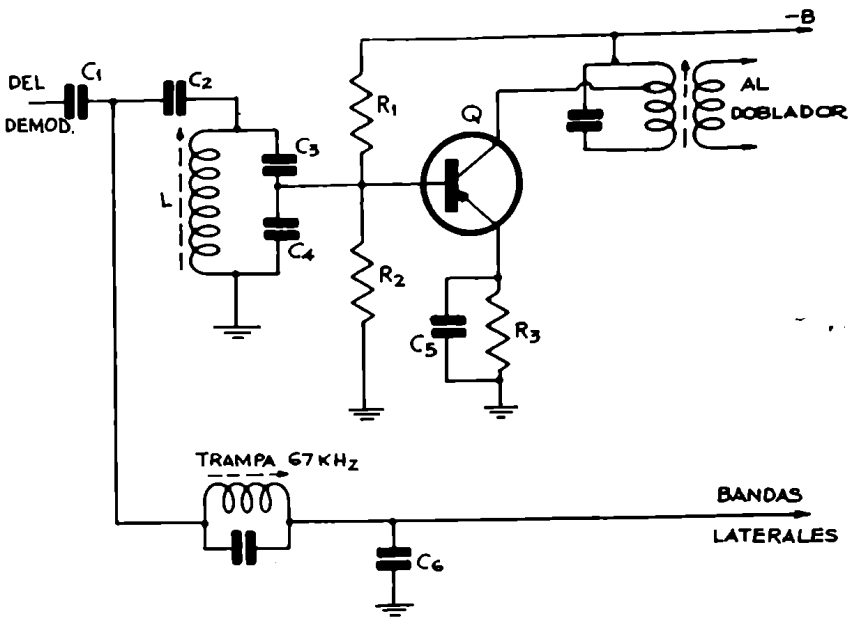


Fig. 111.- Otro circuito de etapa amplificadora de la señal piloto.

diferencia que son las bandas laterales que vimos en la figura 96. La trampa formada por L y C que resuena en 67 KHz ya la conocemos, y suele atenuar la subportadora de 67 KHz en 30 dB, con lo que podemos considerarla eliminada.

La etapa amplificadora la constituye el transistor Q que se aisla de la continua de los circuitos anteriores mediante C_2 y se polariza mediante R_1 y R_2; el capacitor C_1 deriva los residuos de frecuencias mayores. Así llegamos a la carga de colector del transistor, que está formada por dos elementos.

Por un lado, tenemos el transformador T, cuyo primario está sintonizado a 19 KHz, y luego tendremos entre sus extremos máxima tensión de esa subportadora, la que se transfiere al secundario para llevarla al doblador de frecuencia. Por otro lado, mediante una derivación, aplicamos el resistor R_3 que constituye la carga para las señales suma y diferencia que se envían directamente al detector; esas señales son las bandas laterales ya conocidas.

Hay otros montajes para la etapa amplificadora, y la figura 111 nos muestra uno de ellos que presenta variantes con respecto al anterior. Aquí la señal compuesta se aplica, por un lado, al amplificador de la subportadora de 19 KHz y por otro lado a la trampa de 67 KHz. Mediante el capacitor C_2 vamos al circuito sintonizado formado por L, C_3 y C_4, que presentará alta impedancia a su frecuencia de resonancia, 19 KHz, y baja a cualquier otra frecuencia. Para tomar señal para la base de Q hay que buscar un punto de baja impedancia y ese es el punto de unión de C_3 y C_4, porque el segundo tiene una capacidad diez veces superior a la del primero. La etapa amplificadora está polarizada de la manera habitual y en el colector tenemos un transformador sintonizado en su primario a 19 KHz. El secundario del mismo se aplica al doblador de frecuencia.

La rama inferior del circuito tiene insertada la trampa de 67 KHz en serie con la señal de las bandas laterales, las que van al detector. El residuo de frecuencias mayores se elimina mediante el capacitor C_6 derivado a masa.

Otro sistema de amplificador usado en algunos receptores multiplex usa el principio denominado *bootstrap* que produce una autoelevación de la impedancia. Comentemos que esa denominación, que traducida literalmente significa *cordón de bota*, quiere decir risueñamente que tirando de los cordones puede levantarse la pierna y con ello a la persona... Pero analicemos el circuito que aparece en la figura 112, donde la primera parte, transistor Q_1, es el amplificador propiamente dicho, mientras que Q_2 ya constituye el doblador de frecuencia.

La novedad que encontramos es el electrolítico C_2 conectado entre el emisor y el divisor de tensión que polariza la base de Q_1, precisa-

mente el punto de retorno de R_1. Esto hace que la etapa tome la configuración de un seguidor de emisor, en el cual la señal de salida está en fase con la de entrada. Y si además dimensionamos los resistores como para que no haya ganancia entre las señales de base y emisor, ocurrirá lo siguiente: cualquier señal de base, extremo superior de R_1, en valor y signo, pondrá en emisor una señal de igual valor y en fase, o sea con el mismo signo, que estará en el extremo inferior de R_1. Luego, en el resistor no circulará corriente y eso equivale a que el mismo tiene una impedancia infinita. Si bien en la práctica no se obtiene esa condición ideal, la impedancia de entrada tiene un valor lo bastante grande para que no amortigüe los circuitos sintonizados previos. Esto le ha dado el nombre de autoelevador de impedancia al montaje explicado.

El doblador de frecuencia

La salida de la etapa amplificadora de la subportadora de 19 KHz va a una etapa dobladora de frecuencia, constituida por el transistor Q_2, que realiza esa función mediante el simple recurso de sintonizar el transformador de salida T a la frecuencia de 38 KHz. La bobina L, en cambio, como es la carga de colector del amplificador, está sintonizada a 19 KHz. Todos los elementos asociados a la etapa dobladora están para obtener las polarizaciones de Q_2 y nos resultan conocidos. Pero es interesante aclarar algo sobre R_5 y R_6, que polarizan la base de Q_2 a su valor de corte de la corriente de colector.

En efecto, el doblador debe trabajar únicamente cuando llegan señales de 19 KHz, de modo que cuando no ocurre eso, Q_2 queda al corte. Al llegar la señal piloto, sus semiciclos negativos aumentan la tensión instantánea de base y producen pulsos en la corriente de Q_2. Estos pulsos controlan la oscilación, de tal modo que a cada dos ciclos de 38 KHz aparece un pulso que le fija la frecuencia. La señal obtenida en este doblador será de 38 KHz, precisamente el valor de resonancia del primario de T. O sea que el doblador trabaja mediante la sintonización de la segunda armónica de los pulsos.

Veamos ahora otro montaje para el doblador de frecuencia y es el mostrado en la figura 113, que tiene ventajas sobre el anterior. Vemos allí que el transformador de entrada tiene la señal de 19 KHz la cual sufre un proceso de rectificación de onda completa mediante dos diodos en disposición simétrica. En el punto A tendremos pulsos de la misma polaridad para cada medio ciclo de la señal de 19 KHz, cosa que aclara perfectamente la figura 114 y que son todos negativos de acuerdo con la posición de los diodos. Tales pulsos son aplicados a la base de Q_1 que es el doblador de frecuencia y en cuyo colector se halla un circuito sintonizado LC a la

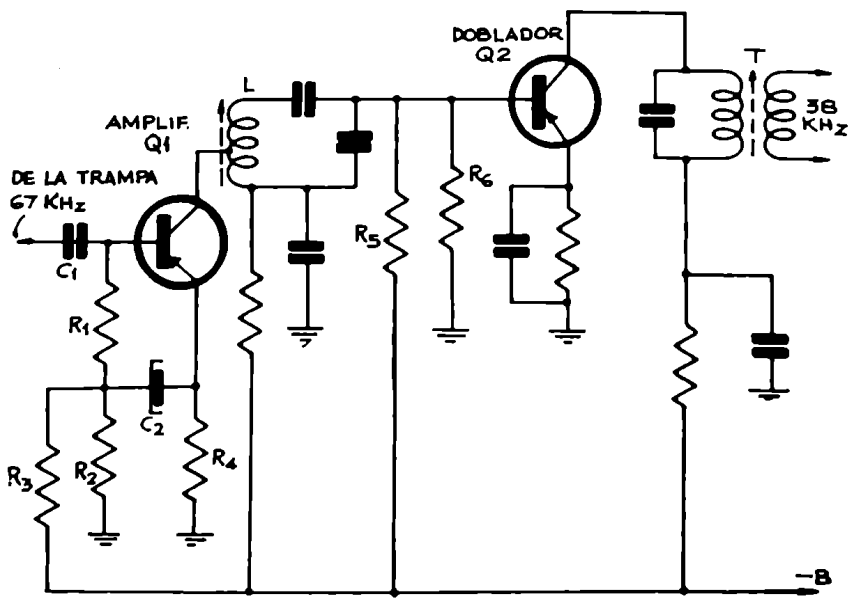


Fig. 112.- Circuito que emplea un autoelevador de impedancia en montaje *boot-strap*.

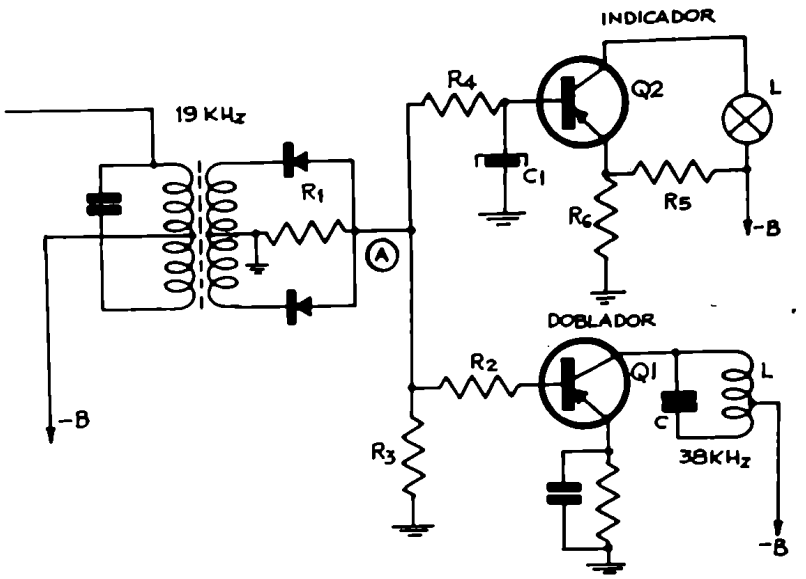


Fig. 113.- Circuito del doblador de frecuencia y el indicador de estéreo.

frecuencia de 38 KHz. Allí entonces aparece una señal de la forma de onda que corresponde al gráfico inferior de la figura 114.

La ventaja del doblador con rectificación de pulsos, mostrado en parte de la figura 113, sobre el de la figura 112 es que este último sólo disponía de pulsos separados y que solamente cada dos ciclos de 38 KHz producidos por el oscilador recibían un pulso de control. El circuito de la figura 113 tiene pulsos de control a razón de uno para cada ciclo de la señal de 38 KHz, lo que le da al oscilador una estabilidad mayor.

El indicador estéreo

En el doblador de frecuencia se dispone de medios para hacer actuar un indicador de que la señal recibida es multiplex y no monoaural. Para ello basta pensar que la subportadora de 19 KHz sólo estará presente si la señal es multiplex, porque si es monoaural tal señal no existe. Tenemos así una excelente manera de identificar a la señal recibida en antena para accionar la selectora que tiene el receptor y pasar del sistema monoaural a estéreo o viceversa.

Volvamos a la figura 113, donde estudiamos el doblador de frecuencia a pulsos completos. Del punto A donde tenemos los pulsos obtenidos en la rectificación, los tomamos a través de un filtro formado por R_4 y C_1, para aplicarlos a la base del transistor Q_2, que es del tipo de conmutación. Este transistor está bloqueado mediante el divisor de tensión de emisor, formado por los resistores R_5 y R_6. En estas condiciones de bloqueo, no circula corriente de colector y el foquito conectado en serie con el colector no enciende. Pero, al aplicar a la base los pulsos de 38 KHz, cuando ellos existen, o sea cuando la señal recibida es estéreo, el transistor se desbloquea por polarización de base y circula corriente de colector, encendiendo el foquito. Esta lamparita es la indicadora de recepción estéreo y si permanece apagada es porque la señal recibida es monoaural. Cuando ocurre esto último, se envía a masa el punto A mediante la selectora del receptor, con lo que se deja inactivo el oscilador de 38 KHz.

En la figura 115 tenemos otro sistema de indicador estéreo, combinado con un doblador de frecuencia que presenta algunas variantes con respecto al que vimos en la figura 113. Veamos su funcionamiento. Si no hay subportadora piloto de 19 KHz, no hay señal en T_1 y los transistores Q_1 y Q_2, que están polarizados al corte o sea bloqueados, no conducen corriente. De este modo, no hay señal alguna en T_2 ni enciende la lamparita indicadora que está en el emisor de Q_2. Esto ocurre cuando se recibe una señal de FM monoaural, que no trae consigo la señal piloto.

Cuando recibimos una señal MPX, que corresponde a una emisión estereofónica, hay señal de

19 KHz en T_1. Los diodos D producen una rectificación de onda completa, de modo que tomamos pulsos negativos en el centro del secundario de T_1. Estos pulsos aumentan el potencial de las bases de ambos transistores, produciendo el desbloqueo de los mismos. De inmediato se produce la conducción de corriente en ellos.

El transistor Q_1 comienza a trabajar como oscilador en la frecuencia dada por la resonancia del primario de T_2 que es su carga de colector, y precisamente el mismo está sintonizado a 38 KHz. Allí obtenemos entonces la portadora de 38 KHz que necesitamos para reinsertarla en las bandas laterales de la señal $I - D$, según la figura 96. Esta parte del circuito es entonces el doblador de frecuencia, ya conocido.

Observemos el comportamiento del transistor Q_2 en presencia de pulsos en su base. Estos picos negativos aumentan el potencial de base, con lo que el transistor se desbloquea y circulará corriente de emisor, encendiendo la lámpara indicadora y avisando que la recepción es estéreo.

El resto de componentes que vemos en la figura 115 tienen justificación, ya que los resistores de polarización de base de ambos transistores son de acción ya comentada y los electrolíticos que aparecen derivados sobre los mismos tienen la doble misión de eliminar residuos de frecuencias altas que queden como remanentes y efectuar un efecto volante, gracias a su alta capacidad, con fines de estabilización. Las particularidades del montaje carecen de interés para la comprensión del funcionamiento.

La detección de la señal compuesta

Hemos llegado al punto más importante del tema de este capítulo que se ocupa del decodificador; podríamos decir que ahora abordamos al decodificador mismo, ya que las otras secciones son acondicionadoras de las señales presentes, a cuyo conjunto le hemos llamado *señal compuesta*. ¿Qué tiene la señal compuesta? —Tiene la señal suma $(I + D)$ que está en forma de una banda lateral que abarca desde 50 Hz hasta 15 KHz a partir de la portadora. Tiene la señal diferencia $(I - D)$ que está formada por dos bandas laterales que abarcan en frecuencias la zona desde 23 hasta 53 KHz, con amplitud mitad de las de la señal suma, y sin portadora; y tiene una portadora suelta de 38 KHz, que por ahora hemos recuperado y que debemos

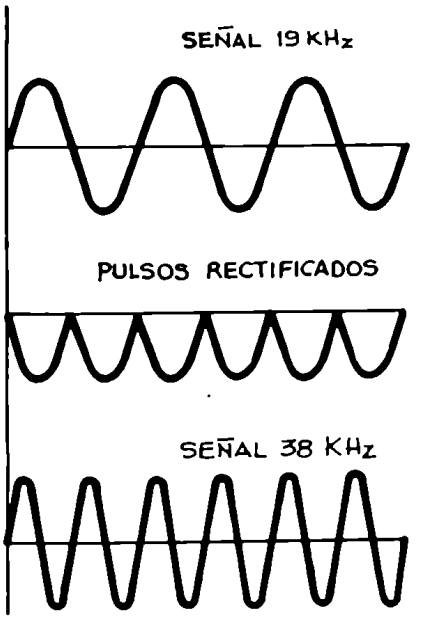


Fig. 114.- Los pulsos de la rectificación de onda completa gobiernan el doblador de frecuencia.

reinsertar en las bandas laterales nombradas en último término. Todo esto lo podemos repasar si miramos la figura 96 y leemos su texto anexo.

Para realizar el matrizado (figura 92) decodificador hay que sumar y restar las señales de suma y de diferencia, pero antes o al mismo tiempo hay que hacer dos cosas importantes. Una es sumar la amplitud de las dos bandas laterales de la señal $(I - D)$ puesto que son iguales, y cada una tiene la mitad de amplitud de la señal suma. Si las sumamos, poniéndolas en fase, obtendremos una sola banda lateral de doble amplitud, o sea de la misma amplitud que la señal suma. Entonces, los valores que se matricen serán coherentes.

El otro proceso a realizar es la reinserción de la portadora de 38 KHz en las bandas laterales que le corresponden, paso previo para realizar la detección. Aquí cabe preguntar la razón por la cual debe hacerse esa reinserción y no se detectan directamente las bandas laterales disponibles. Debemos entonces justificar esa operación previa.

Para ello repasemos un poco lo visto en torno a las figuras 14 y 15 que explicaba la modulación de amplitud. La tercer curva de la figura 14 era el gráfico de la onda modulada en amplitud, tomada para un ciclo de la señal de audio modulante. Repitamos esa curva en la

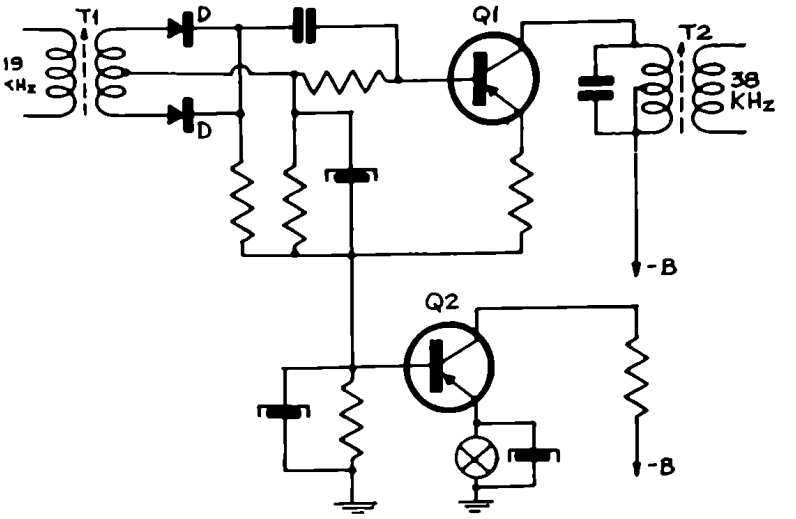


Fig. 115.- Otro circuito del doblador de frecuencia y el indicador estéreo.

figura 116, para hacer un estudio un poco más detallado.

En el gráfico superior (1) hemos dibujado la onda modulada, pero en este caso la diferencia de frecuencia entre la portadora y la señal modulante no es tan grande. En efecto, la portadora no es otra cosa que la subportadora de 38 KHz, y la señal modulante es la (*I* – *D*), cuya frecuencia está comprendida por los límites de audio, o sea que llega hasta 15 KHz. Si tuviéramos que esa señal modulante fuera senoidal pura, y de una frecuencia 8 veces menor que la de la subportadora, o sea de 4,75 KHz, el gráfico de la figura 116 arriba, sería un dibujo del oscilograma, o sea que sería real.

Tracemos una curva continua que pase por los puntos *ABCDE*; es la envolvente de modulación, o sea la señal modulante, que en el caso propuesto como ejemplo sería una senoide de 4,75 KHz; ella marca el borde de las crestas positivas de la portadora. Otra curva similar marcaría el borde inferior o sea de las crestas negativas de dicha portadora.

¿Qué ocurre en el tramo *AC*? –Que a la portadora sin modular le hemos sumado amplitudes, porque sus crestas están más arriba que si no hubiera modulación. Y, ¿en el tramo *CE*? –Que a la portadora le hemos restado amplitud, o sea le hemos restado las amplitudes de la señal modulante y las crestas están más abajo que si no existiera tal modulación. Sabemos que en términos eléctricos, una resta no es otra cosa que una suma con signo cambiado y una inversión de signo en una senoide equivale a una inversión de fase. Luego, desde *A* hasta *C* estamos sumando a la portadora la señal modulante; en ese punto *C* se produce la inversión de fase y partir de ese punto y hasta *E* tenemos la señal resultante con fase invertida.

Así llegamos al gráfico inferior (2) de la figura 116. Son las señales resultantes de la modulación o sea las bandas laterales. La inversión de fase de que hablamos la notamos en el punto *C*, pero lógicamente también se produce en los puntos *A* y *E*, o sea cada vez que la señal modulante pasa por un valor nulo o cero. La envolvente de crestas *ABCGE* es la señal de audio modulante en una de las bandas laterales y la *AFCDE* es la envolvente de la otra banda lateral. Notamos que ambas tienen entre sí su fase invertida. Los números 1 y 2 puestos dentro de los picos de la portadora permiten notar cómo se forman los ciclos de las envolventes mencionadas. En *C* resulta evidente la inversión de fase que explicamos antes.

Ahora haremos un análisis muy importante. Una detección, (recordar figura 36) equivale a cortar el gráfico de onda por la mitad siguiendo su eje horizontal. Si cortamos el gráfico de las bandas laterales sin portadora, curva (2) de la figura 116, por la mitad, obtenemos una serie de pulsos que no responde a la forma de onda de la señal modulante, pero si cortamos el gráfico (1) de la misma figura las crestas superiores forman la señal modulante con exactitud.

Conclusión: para detectar las bandas laterales de la señal diferencia hay que reinsertarle primero la portadora, a fin de que al rectificar ese

resultado obtengamos la señal de audio modulante. Con esta conclusión podemos pasar a la descripción del detector especial que se usa en el receptor multiplex.

Y ahora hagamos el análisis de lo que necesitamos producir en el detector de bandas laterales. Por un lado, tenemos la portadora de 38 KHz, que debemos reinsertar en las bandas laterales de la señal (*I D*) antes de hacer la detección, por las razones que recién explicamos. Por otro lado llegarán al detector las señales de suma (*I* + *D*) y de diferencia (*I* – *D*), que ofrecen una interesante particularidad. La señal suma es una banda lateral que tiene su propia fase y una sola mientras que la señal diferencia tiene dos bandas laterales alrededor de la portadora de 38 KHz, y entre ellas hay un defasaje de 180° o sea una inversión de fase o de signo.

¿Qué pasa si sumamos en un punto del circuito ambas señales, la de suma y la de diferencia, después de haberle reinsertado la portadora a esta última. La figura 117 nos muestra un gráfico simplificado, el cual supone que tanto las

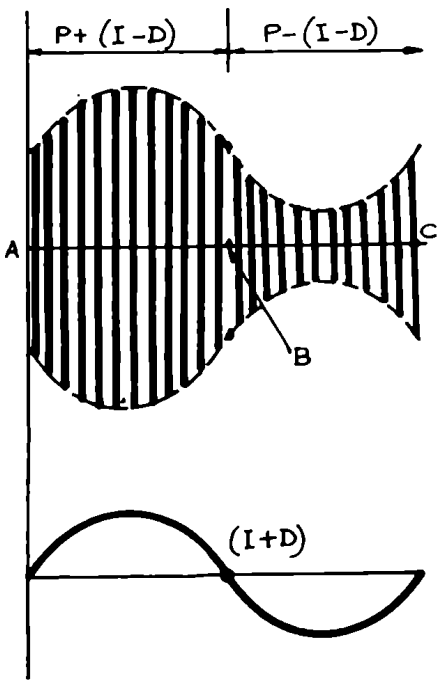


Fig. 117.- En el detector biplexer o de crestas se reinserta la portadora a la señal diferencia y también se hace presente la señal suma.

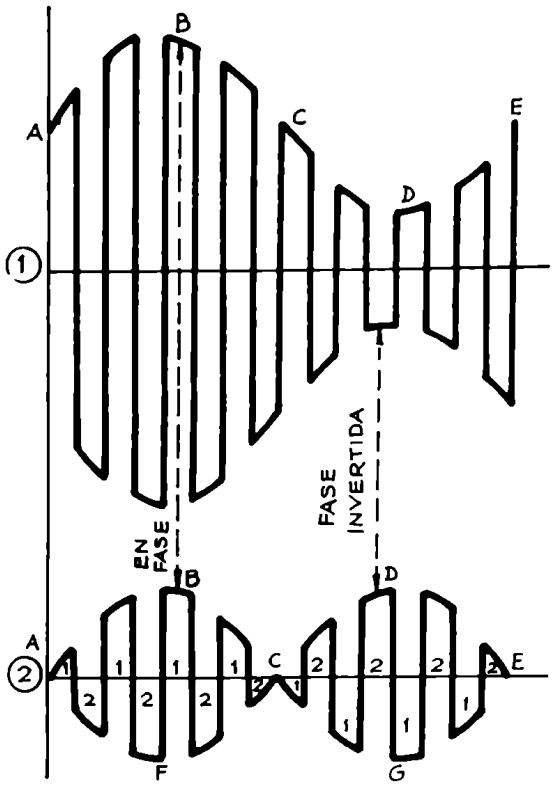


Fig. 116.- Análisis gráfico de las amplitudes y fases de la señal diferencia.

señales de suma y de diferencia son senoidales, cosa posible. El punto *B* marca el instante de la inversión de fase de las bandas laterales de la señal diferencia, como se demostró en la figura 116. La señal suma es única y tiene su propia fase. Los puntos *A* y *C* marcan el principio y el fin de un ciclo de tales señales, supuestas senoidales.

Si sumamos en un punto del circuito ambos gráficos, el primero habrá que tomarlo como doble y producir una integración de crestas, pues su verdadera forma es la de la figura 116. La integración se consigue con un resistor y un capacitor (figuras 35 y 36). Al sumar las dos señales debemos tomarlas con su signo, y la señal suma tiene su signo propio mientras que la señal diferencia tiene dos señales superpuestas, con signos invertidos y está sumada, cada una, a la portadora, que llamamos *P*. Se tiene:

Suma de la portadora con la señal suma y una banda de la señal diferencia:

$$P + (I + D) + (I - D) = P + 2I$$

Suma de la portadora con la señal suma y la otra banda de la señal diferencia que tiene fase opuesta:

$$P + (I + D) - (I - D) = P + 2D$$

según las reglas matemáticas, pues el signo negativo fuera del paréntesis cambia los signos que hay dentro del mismo.

El resultado de la operación realizada no es otra cosa que el decodificado que teníamos en la figura 92. Luego, todo lo que nos queda es analizar circuitos que realicen en forma eléctrica la operación que hemos demostrado en forma matemática. Tales circuitos han tomado el nombre de detector *biplex* o *biplexer* y hay una gran variedad, de modo que describiremos los más importantes o los que demuestren diferentes montajes.

El detector biplexer a diodos

Sabiendo lo que necesitamos hacer con las señales contenidas en las complejas bandas laterales de la señal compuesta, veamos el circuito de la figura 118, que contiene dos pares de diodos conectados de tal modo que cada par está en serie, y los dos pares están en paralelo, pero en conexión invertida en cada rama. Si se observa bien se notará que los cuatro diodos forman un circuito puente. Hay un transformador T que recibe en su primario la subportadora de 38 KHz que viene del doblador de frecuencia. Entre el punto medio y masa aplicamos las señales suma y diferencia. A la salida de los diodos tenemos dos conjuntos RC cuya misión enderezadora de los picos se vio en las figuras 35 y 36.

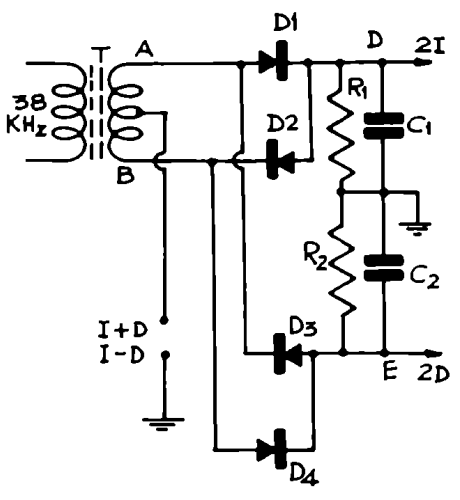


Fig. 118.- Circuito básico del detector de crestas a diodos.

Para analizar el funcionamiento del circuito, supongamos que aplicamos solamente las bandas laterales y no la subportadora. Esas señales recorren las dos mitades del secundario en sentidos contrarios, de modo que cuando el extremo A sea positivo conduce D_1 y D_2 y cuando B sea positivo conducen D_3 y D_4. Como la amplitud de las bandas laterales es la misma en los dos medios ciclos, los puntos D y E forman los vértices de dos puentes con tensión resultante nula.

Ahora supongamos que aplicamos la subportadora P al primario de T. Esta señal es de amplitud mucho mayor que su señal modulante y entonces, al superponerse con la señal $(I - D)$ que es su modulante, prevalecerá la tensión instantánea de ella, según gráfico superior de la figura 117. Durante las crestas positivas de P conducirán D_1 y D_2 y durante las crestas negativas lo harán D_3 y D_4. Debido al efecto de integración de los conjuntos R_1C_1 y R_2C_2 la tensión resultante en el punto D será la envolvente $ABCDE$ del gráfico superior de la figura 116, o sea la $ABCGE$ del gráfico inferior. En el punto E la tensión resultante será la envolvente $AFCDE$ del mismo gráfico.

Esas tensiones de salida entonces se forman alternativamente con los picos positivos y negativos de una banda lateral de la señal diferencia y con los picos positivos y negativos de la otra banda, que tiene signo invertido. Como a la salida se halla presente también la señal suma, que tiene su propia fase y única, se produce la decodificación antes demostrada por vía matemática y en esos puntos de salida D y E tendremos las señales de izquierda y derecha del sistema estereofónico.

Algunos diseños han tendido a simplificar el detector biplexer a diodos y en lugar de emplear el circuito puente de la figura 118, han recurrido al de la figura 119, que lleva solamente dos diodos. Sabemos que un rectificador a puente aprovecha los dos semiciclos de la señal alterna que se le aplica mientras que los diodos simples sólo toman uno de los medios ciclos; dicho de otra manera, el puente es un rectificador de onda completa mientras que el diodo simple es de media onda. No obstante,

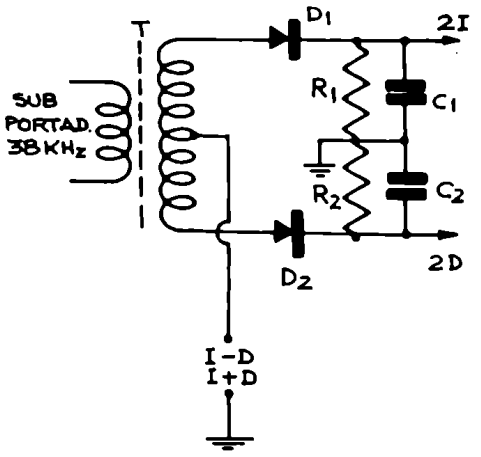


Fig. 119.- Circuito de un detector a diodos simplificado.

para diseños simplificados el ofrecido en la figura 119 funciona, aunque con menor rendimiento.

El funcionamiento del circuito es similar al anterior, solamente que en lugar de tomar las señales de salida de los vértices del puente, puntos *D* y *E* de la figura 118, lo hacemos directamente de la salida de los diodos, donde están aplicados los conjuntos integradores de crestas a resistor y capacitor.

El detector biplexer a transistores

El rendimiento de los detectores de la señal compuesta que hemos visto está en el orden del 30% para los que tienen puente de diodos y algo menos para el simplificado. Por esta razón se idearon circuitos que incorporaran a la detección alguna ganancia, a los efectos de aumentar ese rendimiento. Así surgieron los detectores biplexer a transistores, de los que hay numerosas variantes.

Los circuitos de este tipo se basan en que un transistor equivale, en cierta forma, a dos diodos, cada uno de los cuales puede ser llevado al corte mediante tensiones adecuadas. En algunos diseños se llega a no alimentar los electrodos del transistor, sino que las mismas señales se encargan de esa función.

Veamos primero la figura 120 que muestra un detector biplexer constituido por dos transistores PNP. Los emisores están polarizados mediante el resistor R_3 y reciben al mismo tiempo la señal de 38 KHz que entrega el secundario del transformador *T*. Las bases conectadas juntas se polarizan mediante el divisor de tensión R_1R_2,

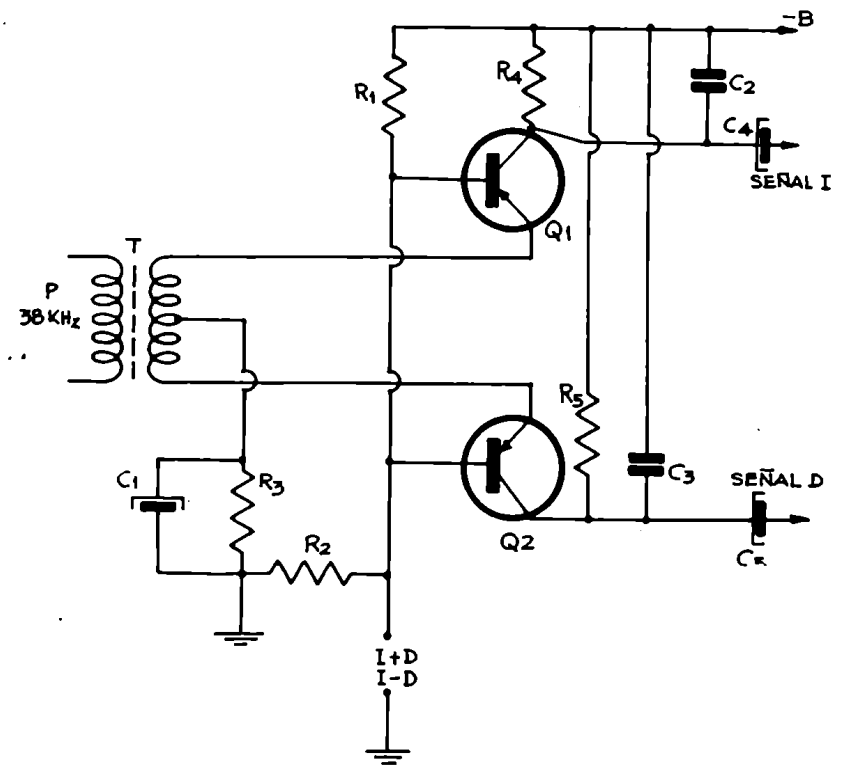


Fig. 120.- El detector biplexer a transistores con alimentación externa (Diseño de G. Brown)

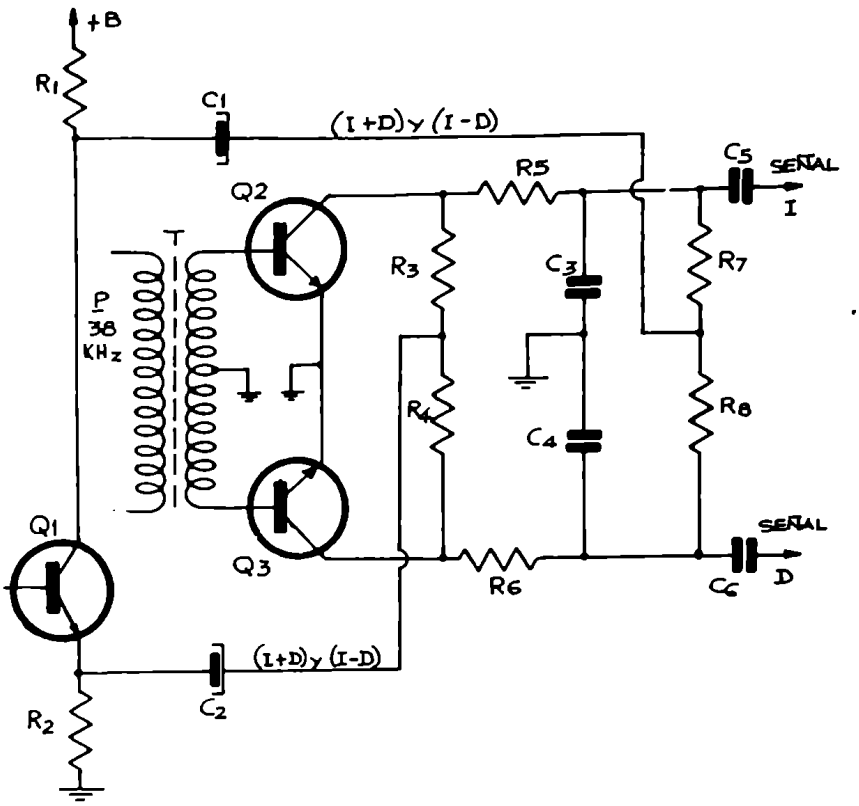


Fig. 121.- Circuito del detector biplexer a transistores sin alimentación externa (Diseño de W. Camerón)

en la forma habitual y reciben las bandas laterales de suma y diferencia. Como la subportadora tiene ciclos positivos y negativos, los emisores de los transistores se polarizan alternativamente con picos positivos y negativos y sólo conducirán durante los intervalos en que esas tensiones son positivas. Cuando hay conducción en cada transistor, la corriente sigue las variaciones instantáneas de la tensión de base, que es la continua más la señal de bandas laterales. Así tenemos que durante los medios ciclos positivos de la portadora se producen los picos que siguen la envolvente *ABCCE*, gráfico (2), figura 116, y durante los negativos la envolvente *AFCDE*. Y entonces, tendremos a la salida de colectores el matrizado que demostramos al ocuparnos de esa figura.

El circuito se completa con los resistores de carga de colectores R_4 y R_5, los capacitores integradores de la curva envolvente C_2 y C_3 y los capacitores de salida de las señales *I* y *D*, que son C_4 y C_5. El rendimiento de un circuito de este tipo puede estimarse en un 60%, es decir doble al del mejor circuito a diodos.

Otro circuito interesante de detector de crestas que emplea transistores puede verse en la figura 121, donde notamos que los transistores Q_2 y Q_3 que integran el detector no llevan alimentación desde la fuente. Pero hay otro transistor, el Q_1, que está montado de una manera singular. En efecto, como entre los circuitos de emisor y colector de un transistor hay una diferencia de fase de 180°, estamos en presencia de un montaje inversor de fase. A la base de Q_1 llega la señal compuesta, pero la subportadora piloto de 19 KHz se envía al amplificador y doblador, para tener la señal de 38 KHz que llegará al primario del transformador *T* y que, por ende, quedará aplicada a las bases de los transistores Q_2 y Q_3. Pero, las bandas laterales que también están presentes en la base de Q_1 las tenemos en los circuitos de emisor y colector del mismo, pero con fase invertida en uno de los electrodos con respecto al otro. Esas señales se aplican a los colectores de Q_2 y Q_3 a través de los resistores R_3 y R_4.

Atento a que se trata de transistores NPN, los colectores recibirán polarización correcta du-

rante los medios ciclos positivos de la señal alterna que llega a los mismos. Al propio tiempo, tenemos la otra rama de resistores, formada por R_7 y R_8 que completan el puente, y a cuyo vértice llegan las señales de suma y diferencia, pero con signo contrario; estos dos resistores son de valor mucho mayor que los de la otra rama y tienen po objeto aplicar al puente una señal fuera de fase para reducir la modulación cruzada. Al mismo tiempo allí se hace presente, en forma directa, la señal $(I + D)$ cuando el programa es monoaural.

Dispuesto del circuito de esta manera, tenemos que los dos transistores trabajan como dos pares de diodos, en forma similar a lo que ocurría en la figura 118, y se produce el matrizado antes explicado, resultando las señales de izquierda y de derecha a la salida. La función de los conjuntos R_5 con C_3 en una rama y R_6 con C_4 en la otra rama es la de integrar las crestas, tal como se hacía en los otros circuitos detectores de crestas.

El detector biplexer a transistor bipolar

Si se pudiera contar con transistores de tal tipo que los diodos que forman la base con el emisor y con el colector fueran iguales, se podría simplificar el detector a transistores, puesto que con un sólo transistor se tendría el conjunto necesario. Algo así como se simplificó el circuito de la figura 118 al pasar a la figura 119.

Esos transistores existen, pues se han diseñado para circuitos de conmutación, y se llaman simétricos o bipolares; ejemplos típicos son el 2N1303, el 2N2614, etc. Se los construye con el emisor y colector del mismo tamaño, como para que puedan invertir sus funciones; es decir que cada electrodo puede trabajar como emisor o colector según sea la polaridad de la tensión de entrada. Es fácil comprender que esta particularidad no puede existir en las válvulas, de modo que el circuito que pasamos a describir sólo se concibe empleando semiconductores.

Veamos un circuito de este tipo. La figura 122 lo muestra, y vemos que se asemeja en su disposición al de la figura 119. La polarización de reposo está dada por el divisor R_4R_2 y el juego R_1 y R_3; dando, por ejemplo, a R_2 un valor tres veces mayor que R_4 se logra mantener la base a un valor de tensión negativa que bloquea al transistor y no conduce corriente. R_1 y R_3 son iguales si el transistor es perfectamente simétrico y se los hace algo diferentes para corregir pequeñas asimetrías. El capacitor C tiene una simple función de filtro.

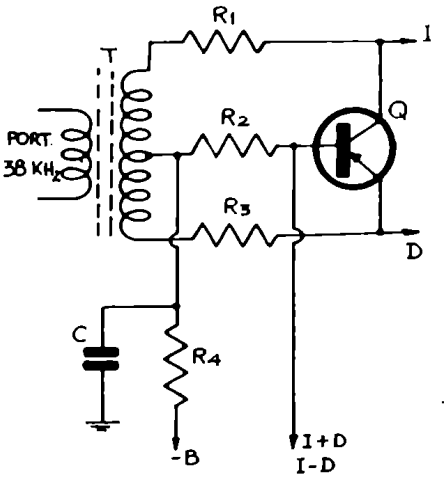


Fig. 122.- Circuito básico del detector biplexer a transistor bipolar o simétrico (Diseño Zenith)

Así las cosas, al aparecer la portadora de 38 KHz en el secundario de T, la misma suma sus valores instantáneos a la polarización de reposo. Durante medio ciclo de la misma se hace positivo el colector y negativo el emisor y durante el otro medio ciclo ocurre lo contrario. La conducción de corriente a través del transistor cambia de sentido durante cada medio ciclo de la portadora y caemos en una situación igual a la de la figura 119, pues el transistor se hace equivalente a dos diodos. De aquí en más, podemos aplicar el resultado explicado en la figura 120, ya que al aparecer las señales de suma y diferencia, la primera conserva su signo para cada medio ciclo de la portadora, pero la señal diferencia invierte su signo en cada medio ciclo, tal como lo dedujimos para la figura 116. El resultado que se obtiene a la salida del circuito será entonces que en el colector sale la señal izquierda y en el emisor la señal derecha, como ya sabemos.

En serie con esas salidas habrá que colocar filtros para absorber los restos de la rectificación de la subportadora, pero eso es común a todos los detectores biplexer. También podríamos mencionar, como detalle que comprende a todos los sistemas, la conexión de un selector que anula la acción del decodificador cuando la señal recibida es FM monoaural o lo pone en funciones cuando es multiplex, pero eso corresponde a los circuitos prácticos de realización.

Stereo FM Transmitter circuit kit ham free project FM bug

Stereo Multiplexing for Dummies

24th September '99

One of the promises of FM in the early days was the possibility of transmission in Stereo. This stemmed directly from some of FM's properties :

- Better rejection than AM of spurious signals from your girlfriend's Hair Dryer

Electrical sparks, Lightning etc are normally AM sources, rejected by FM receivers

- More distance on the dial between FM stations

FM Stations are 200 KHz away from each other. FM Bandwidth = 2 (deviation + input signal frequency). As FM is designed to handle Audio from 20Hz to 15 KHz, this gives lots of room to put in the Audio spectrum twice over + even more information in one channel without infringing on the other channel. AM stations on the other hand are spaced 9 or 10 KHz away from each other.

So the FM Gurus set out to decide on standards on how to use the available bandwidth to broadcast both the Left and the Right Channel of a Stereo Broadcast on the same FM Channel. The process of combining multiple signals onto one composite signal in such a way that the the original signals can be reconstituted by the receiver is called **Multiplexing**.

One of the design goals was that the Stereo Multiplexed signal (MPX) was to be compatible with the earlier Mono FM Radios. As older FM Radios only looked at the 0-15KHz part of the incoming FM signal, it was a straightforward decision that the lower part of the Stereo MPX should contain the sum of the Left and Right channels i.e. L+R. In this way, the Mono FM Receiver would not notice any change, it would just play back the L+R signal. One would obviously not get a Stereo sound stage but on the other hand, one would not loose any information from the L and the R channels.

If one is already transmitting a L+R channel and one finally needs the L and the R channels separately, an option would be to transmit the L signal signal hidden somewhere higher than 0-15 KHz as part of the Stereo MPX signal.

The receiver could then direct the L Channel from the MPX signal directly to the Left Amplifier. To regenerate the Right Channel, the Receiver would convert L into -L by an Inverting Amp, Add L+R to -L and extract a R signal i.e. the original Right channel.

However, FM scientists found a more elegant approach that above. They decided to transmit an L-R signal as part of the MPX signal. If the receiver adds the L+R signal to the L-R signal, it gets 2L i.e. the Left signal amplified two times. If the receiver subtracts L+R and the L-R signal, it gets 2R, i.e. the Right signal amplified two times. Summing and subtracting signals is easy with just simple Summing and Difference Amps.

As the 0-15 KHz part of the MPX signal has already been occupied by the L+R signal, one now has to think up a way of accommodating the L-R signal somewhere higher up in the bandwidth allocated for the MPX signal. One way to shift the L-R signal is to actually use it to amplitude modulate a higher frequency signal. The higher frequency signal used in this way is then called a **Subcarrier**.

Here we need to know two rules of Electronics :

A) If you Amplitude Modulate a carrier of frequency fc Hz with Audio that has a bandwidth of 0-fmaxa Hz, you will get side bands extending from fc-fmaxa right up to fc+fmaxa. All the Audio information we had from 0 to fmaxa is now stored in the side bands from fc-fmaxa to fc+fmaxa.

B) The carrier frequency has to be at least 2 times the highest modulation frequency otherwise one does not have enough "samples" to reproduce the original signal.

If we intend to transmit Audio upto 15 KHz, the Subcarrier frequency for the L-R channel has to be higher than 30 KHz otherwise, from (A) above, the side bands of the L-R channel will overlap the L+R signal. Also from (B) above, if the Subcarrier frequency is below 30KHz, you cannot reproduce signals of 15KHz.

We actually do not need the AM Subcarrier at fc to be transmitted at all. It contains no information. It actually has a lot of energy in it and we would just be wasting our FM transmitter's power by sending out an internal signal that contains no information. For an AM transmission, we would need an actual carrier to carry the signal across the airwaves, but in our application, we need the AM Subcarrier only to modulate it and generate the side bands storing L-R information. The actual carrier is the FM frequency we are transmitting on. (Such an AM signal is called a **Double Side Band Suppressed Carrier DSBSC Signal**)

However, the receiver needs to regenerate the AM Subcarrier at the exact frequency and phase as the original so that it can extract the side band information. We cannot just use a local oscillator at the agreed upon AM Subcarrier frequency in the Receivers, since it would be too hard for all FM Receivers to exactly generate the same frequency and phase.

There is also the issue of somehow adding a tiny signal in the MPX signal that informs the Receiver that the incoming signal is in Stereo, so it should decode information higher than 15 KHz as that's not just Audio, it is the L-R signal hidden somehow. One simple way is to also transmit a sine wave as a pilot tone at a fixed frequency. If the receiver receives this tone, it can switch in its Stereo decoding circuitry, else it just treats the incoming signal as Mono.

The Pilot tone has to be higher than 15 KHz as that part is used up by the L+R signal. If we choose a Pilot Tone somewhere in the 18-22 KHz range, the Mono Receiver will not decode it. Now comes a stroke of genius : Suppose we choose a Pilot Tone of 19 KHz, it can act as the signal informing the Receiver that the signal is Stereo. More-over, the Receiver can use this 19KHz signal to generate a 38KHz signal using a simple frequency doubler. As 38KHz is more than 2x 15KHz, it is good enough to act as our AM Subcarrier. The 38 KHz signal generated by the Receiver will be in phase with the 19 KHz pilot tone, so in case the Transmitter uses a 38 KHz Subcarrier in phase with the Pilot Tone, the Receiver would be able to exactly regenerate the missing AM SubCarrier.

The Side Bands would be from 38-15 KHz to 38+15 KHz i.e. 23 KHz to 53 KHz, so they would not overlap with the Pilot Tone or the L+R information.

By now we have finalized out how to generate the Stereo Multiplex signal. The MPX Coder / Transmitter will :

A) Add Left and Right signals to get a L+R signal.

B) Generate a Pilot Tone of 19 KHz.

C.1) Use an AM Subcarrier of 38 KHz in phase with the 19 KHz Pilot.

C.2) Amplitude Modulate the 38 KHz AM Subcarrier with a L-R signal

C.3) Cancel out the 38 KHz Subcarrier

D) Add up A, B and C above to get the complete MPX Signal. Use the above MPX signal to Frequency Modulate a carrier in the 88-108 MHz band.

A Mono receiver will :

A) React only to signals below 15 KHz so it would decode L+R

A Stereo Receiver will :

A) Sense the 19 KHz pilot signal so it will switch in the Stereo Decoder Circuitry

B.1) Decoder will extract the L+R signal from the MPX signal

B.2) Decoder will generate a 38 KHz signal by frequency doubling the received 19 KHz Pilot. It will ensure that the 38 KHz signal is in phase with the 19 KHz signal.

B.3) Decoder will demodulate the signals from 23KHz to 53 KHz to get back a L-R channel

B.4) Decoder will use the L+R and the L-R signals to regenerate the original L and R signals

OK, the above scheme looks workable. Now comes the interesting part, How to actually generate the MPX signal at the transmitting end? The hard way is to actually follow faithfully the above instructions in building up the MPX signal. Have a Summing Amp to add the L + R. Have a Difference Amp create the L-R signal. Build a Double Balanced Modulator and feed it the L-R signal. Make a 38 KHz oscillator to feed the Double Balanced Modulator. Digitally divide the 38 KHz signal to get a 19 KHz pilot tone. Build a final summing amp that will add L+R, the 19 KHz pilot and the modulated L-R to get the final MPX signal.

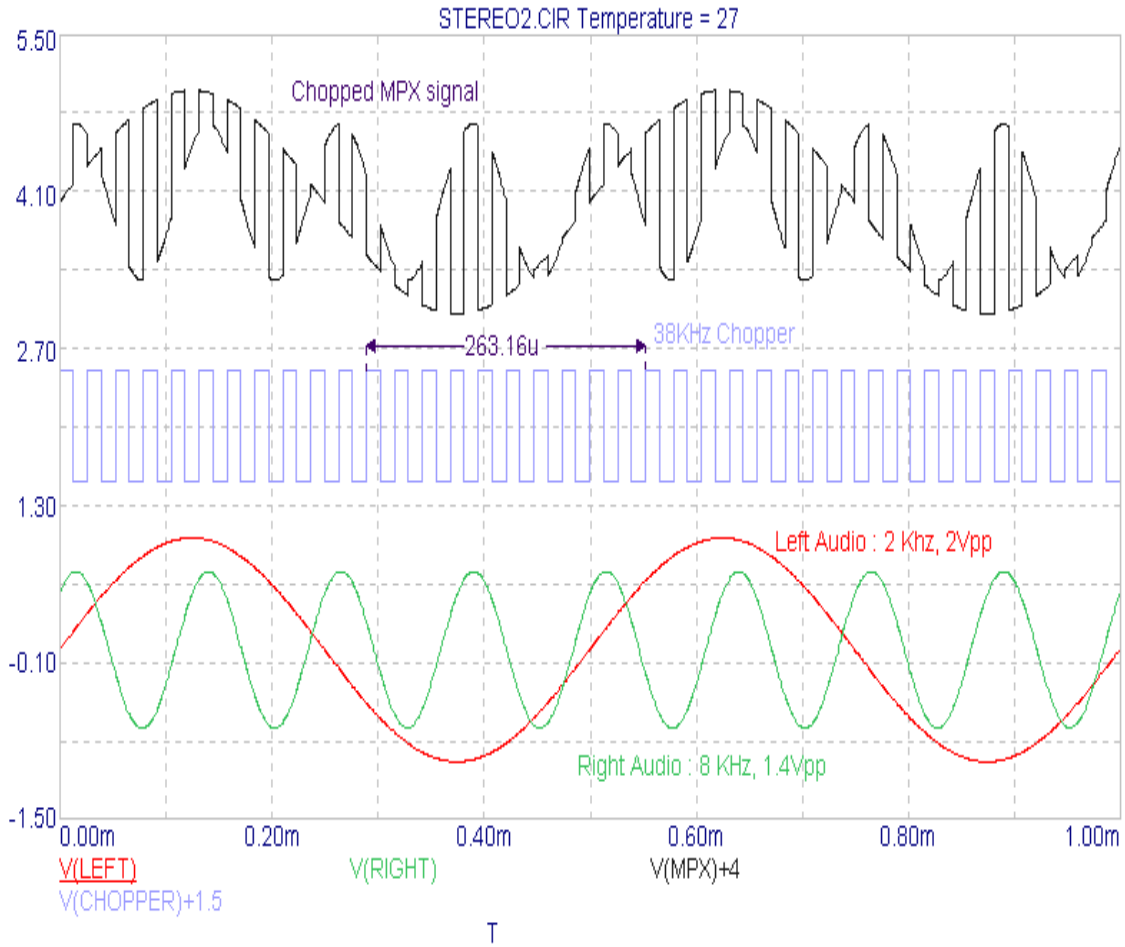
It can however be shown (not by me though ;) that rapidly switching between L and R channels at 38 KHz does most of the hard work and is a near equivalent to the hard way. Switching channels as above makes a L+R signal and a DSBSC L-R channel centered around 38 KHz. It also generates a lot of harmonics but they can be filtered away. All that is left is to add the Pilot Tone. Maybe the FM MPX standards were actually decided upon the other way around, the ease of the switching method lead to it being accepted as the standard ? Rapidly sampling L and R signals alternatively is called **Time Division Multiplexing** (TDM).

Winter 1933 : Edwin H. Armstrong demonstrates frequency modulation to executives and engineers of RCA.
July 18, 1939 : First day of regular programming for W2XMN Alpine (Armstrong), 42.8 MHz, 35,000 watts. Only 25 FM receivers in the world at that time !!!
Dec. 8, 1940 : The first advertising contract for FM broadcasts was signed by

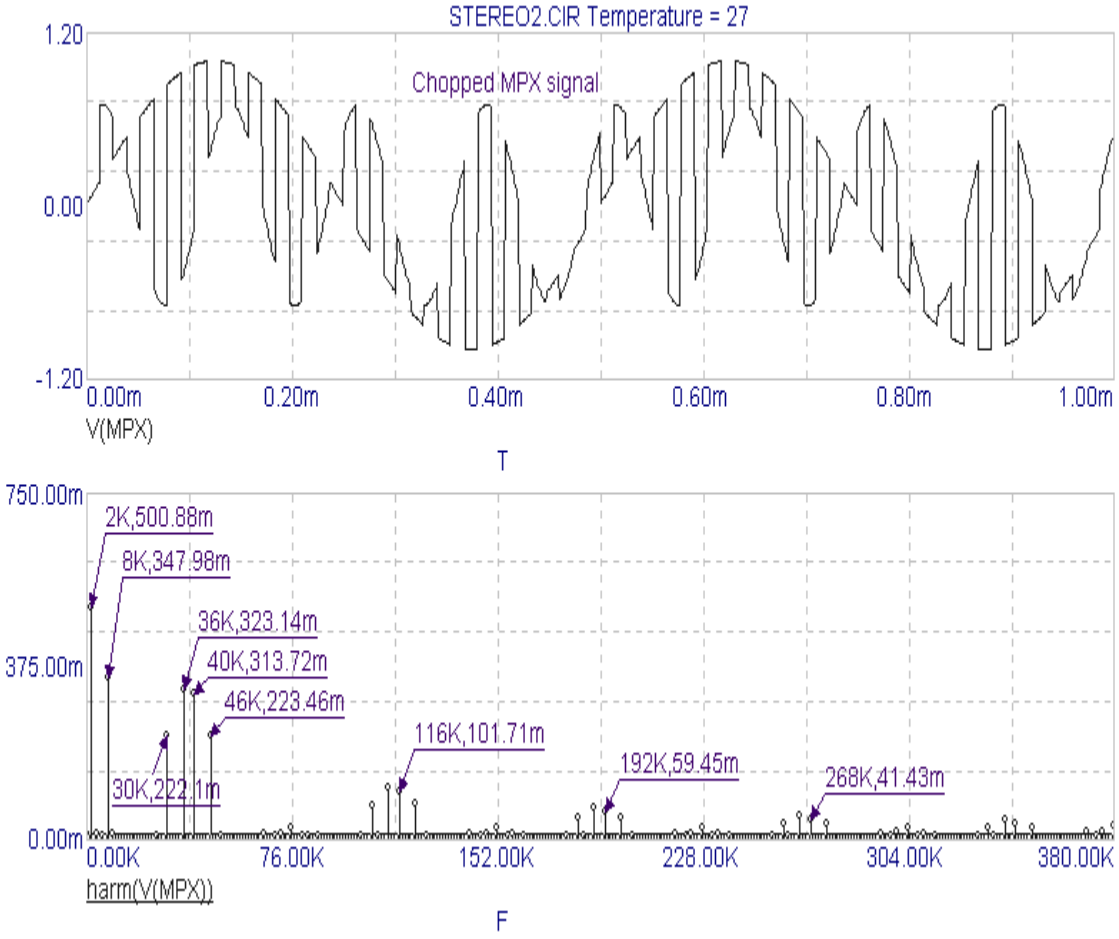
the Longines Watch Company
Jan. 15, 1945 : FCC announces allocations proposals, moving FM to 84-108 MHz, with 84-88 MHz reserved for noncommercial FM broadcasting.
Apr. 24, 1961 : *Broadcasting* reports the FCC approves stereo multiplex standards
June 1, 1961 : FM stereo broadcasting is authorized to begin; on this date the FCC received its first notifications of such regular operation, from WEFM Chicago and WGFM Schenectady.
Above information from FM Broadcasting Chronology, an interesting page with many more facts.

Now we really need some graphics to illustrate the various waveforms involved. I have just begun playing around with Micro-Cap SPICE so at first I thought I would simulate a complete Stereo Multiplexor and show the various waveforms generated. However I soon realized that SPICE can show virtual waveforms based on expressions. In case I need to show a L+R signal, I do not really need to simulate a mixer. I can just ask SPICE to scope out the expression "V(Left)+V(Right)". Similarly, to show the chopped up MPX signal, all I need to do is ask for a plot of "IF(V(Chopper), V(Left),V(Right))"

—



In the first graph above, We have a Left Audio signal of a single Sine wave tone at 2 KHz , with 2 Vpp. The Right channel is a 8 KHz signal at 1.4 Vpp. We have a digital chopper in Blue running at 38 KHz. When the chopper is high, we follow the Left channel and when it is low, we follow the Right channel. The chopped up basic MPX signal is shown in Black.What we wanted is not really a chopped signal as above. We wanted a smooth sine wave kind of thing whose amplitude varies between the instantaneous amplitude of the Left and the Right channels. The chopped up waveform as above has sharp edges so it will have a lot of odd harmonics. Let's run a harmonic analysis on the chopped MPX signal.....

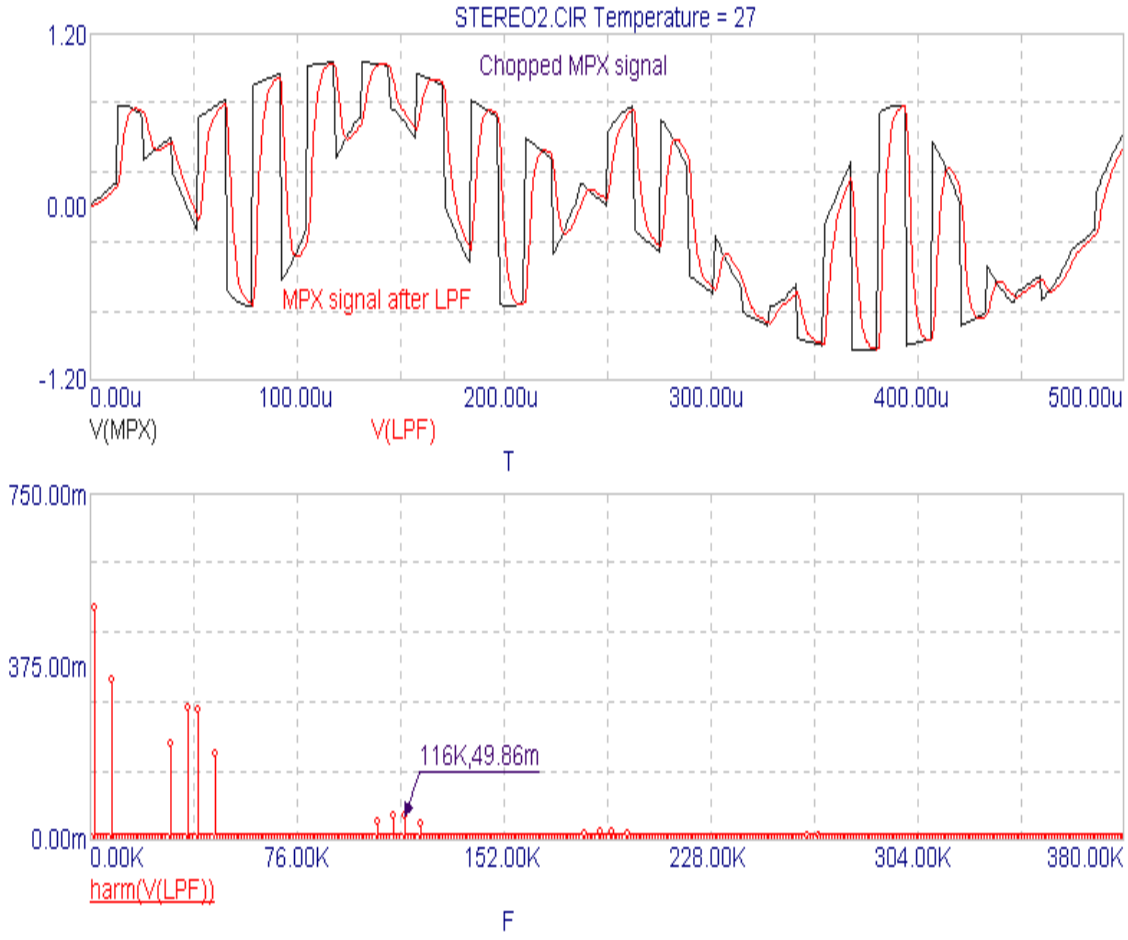


Here we show on the top, the original chopped MPX signal. At the bottom is the harmonic analysis of the same signal. We can see the 2 KHz and 8 KHz signals in the L+R part of the MPX. Further on we see, centered around 38 KHz, the side bands of the L-R signal. The original 8 KHz signal transforms to 38-8 = 30 KHz and 38+8 = 46 KHz signals. Similarly the 2 KHz signal transforms to signals of 36 and 40 KHz. The 38 KHz carrier signal is most obvious in its absence.

As predicted, we also see strong odd harmonics of the DSBSC signal, centered around 114, 190, 266 KHz and so on. These extraneous harmonics

dirty up the signal. Extra energy in the wrong place means that we waste transmitter power and we also limit the maximum modulation deviation for the signals we really want to transmit. They also use up space that could have been used for other signals as part of the MPX bundle. Besides, I am not sure how this makes the final Audio sound. Clearly, we need a Low Pass Filter around 57 KHz to remove the harmonics in the MPX signal.

(Incidentally , the BA1404 chip works by using exactly the same chopping method described above. BA1404 Kits could have used an external LPF on the MPX signal for a much better performance. Unfortunately most kit manufacturers decided to not take the design trouble, they lowered costs by eliminating the vital MPX LPF)



The smoother red line in the top chart is the MPX signal after it has gone through a very simple multistage RC Low Pass Filter. At the bottom, we see the harmonic content of the MPX signal after the LPF. We can see much lower harmonics around 114 KHz while all other higher harmonics have been almost totally suppressed. However the LPF has introduced enormous phase shifts, more about which follows later. A better LC LPF could have been used instead for better results.

One way of looking at the MPX generation method is that it is simply sampling the L and the R channels at 38 KHz. A standard method of reducing extraneously generated harmonic content in sampled Analog signals is to increase the number of samples. The first thought that comes to mind is to increase the sampling frequency. While this idea works on many other ocassions, we cannot use it for FM MPX because shifting the 38 KHz carrier upwards would use up more bandwidth and we would have a larger wasted gap between the L+R and the L-R part of the signal. So what we need to do is intrapolate between the 38 KHz samples.

The examples above show that we use the Left signal in case the Chopper signal is high and Right signal in case the Chopper signal is low. In each period, we read the L signal once and the R signal once i.e. there are two states. We get an odd looking wave that appears as if it is made up of square wave segments. As expected, it is high in 3rd and 5th order harmonics.

If we look at the red curve showing the same chopped MPX signal passed through a LPF, we see that what we really wanted was a smoother sine-like curve with amplitude oscillating between the instantaneous L and R signals. If we took weighted samples, let's say 8 times per period, we would get a "Digital Sine" wave. This would be much lower in harmonics than a square wave because it looks much closer to the signal that we really want.

If we break one period into 8 time intervals, each bit will be 45 degrees. SIN(45) is 0.707, so we multiply the sample taken at 45 degrees by 0.707.

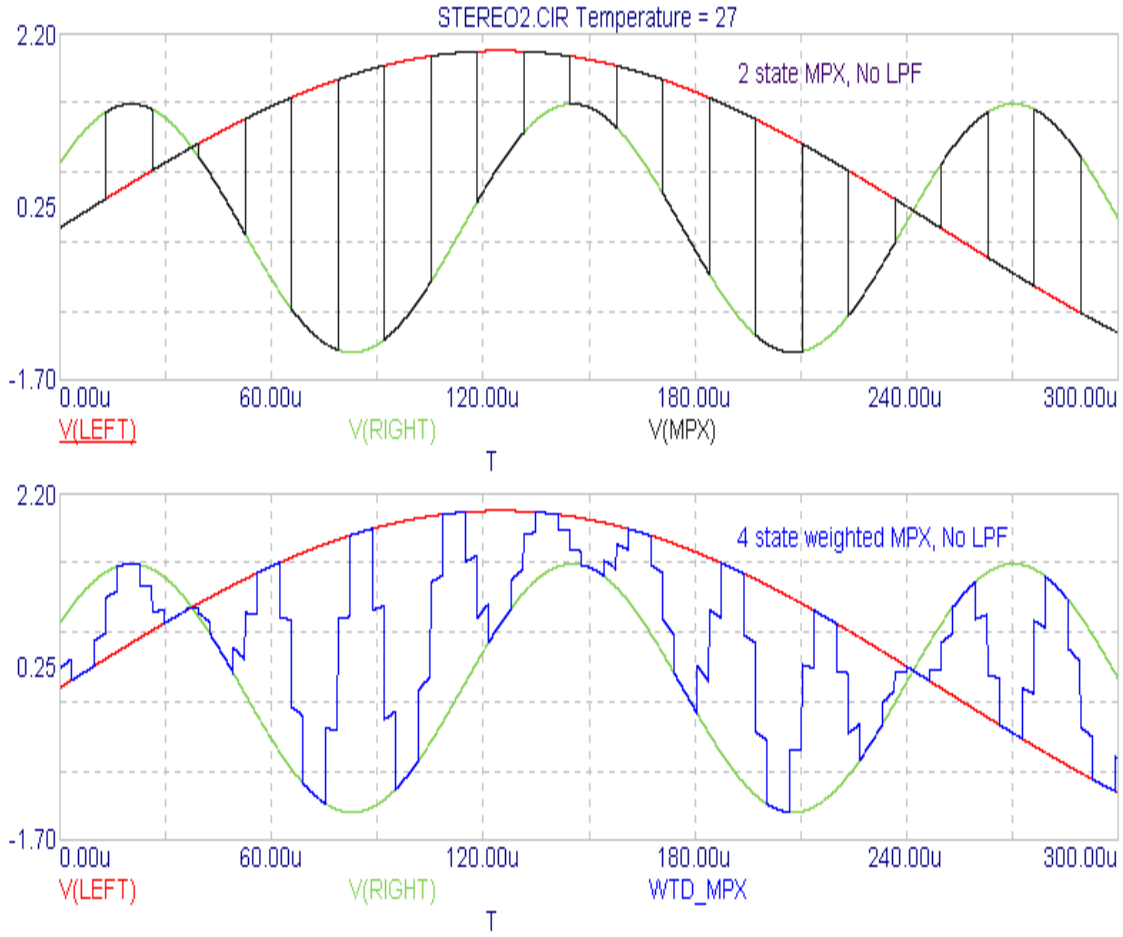
So instead of old algorithm of just switching between full L and full R,

```
IF(V(Chopper), V(Left),V(Right))
```

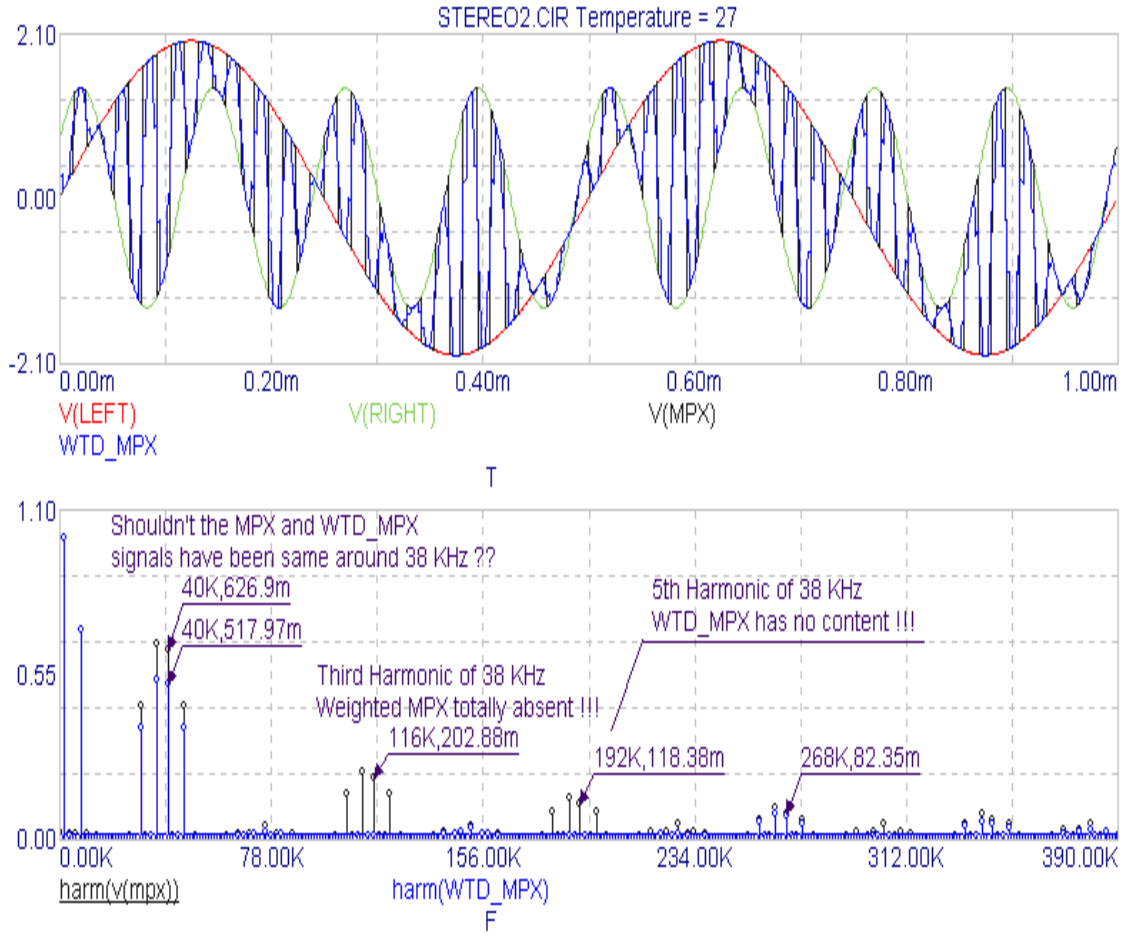
we now use following snippet from SPICE :

```
.define WTD_MPX IF((tm2>=0 AND tm2<45),
V(Left)*.707+ V(Right)*.293,
+ (IF((tm2>=45 AND tm2<135), V(Left),
+ (IF((tm2>=135 AND tm2<180),V(Left)*.707+
V(Right)*.293,
+ (IF((tm2>=180 AND tm2<225),V(Right)*.707+
V(Left)*.293,
+ (IF((tm2>=225 AND tm2<315),V(Right),
+ (IF((tm2>=315 AND tm2<=360),V(Right)*.707+
V(Left)*.293,
+ 0))))))))))))
```

We need only 4 different states to generate the new waveform.



I was amazed at the reduction of Harmonic content caused by this simple weighted oversampling technique !!



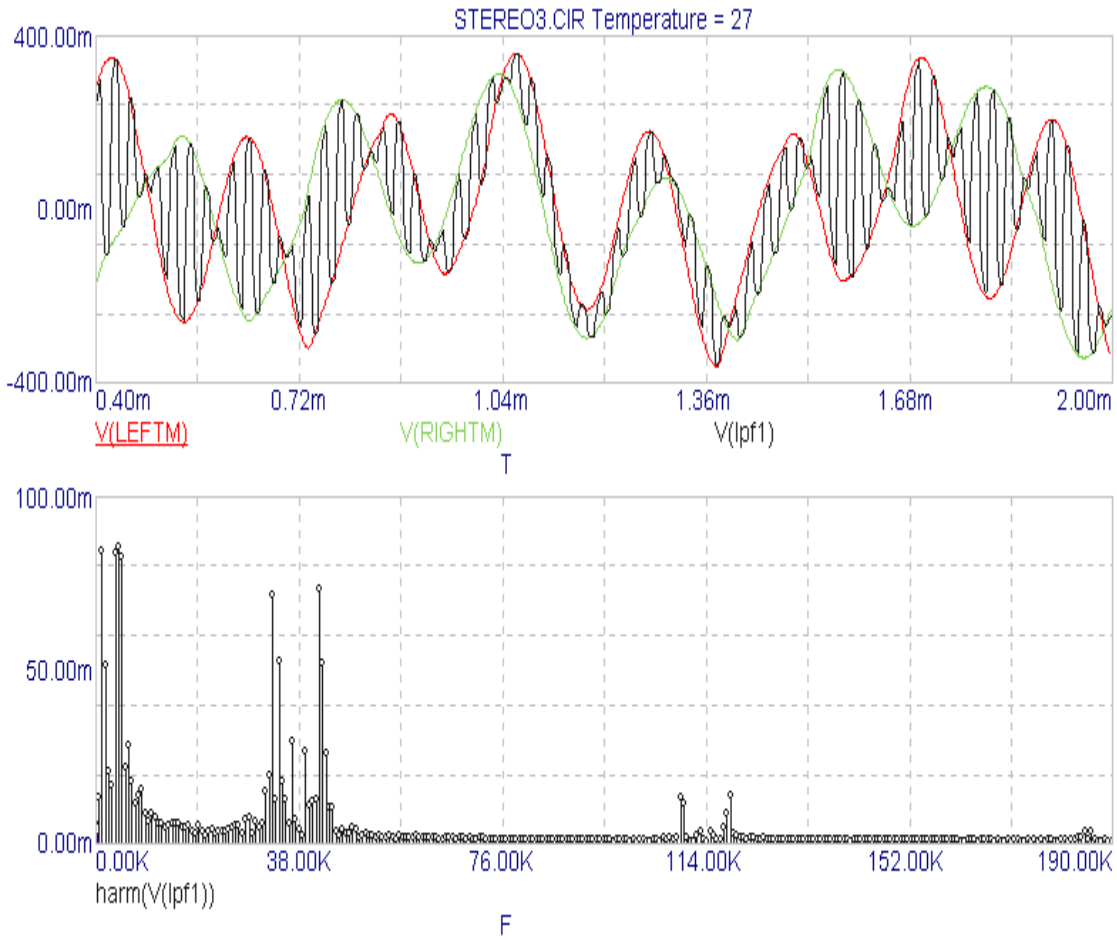
The top part shows the Left Audio, the Right Audio, Basic chopped MPX and oversampled weighted MPX signal all on top of each other. The Bottom part shows the harmonic analysis of the MPX and the weighted MPX signals. The results of oversampling are dramatic indeed, with the raw oversampled signal looking better than the basic MPX through a LPF. We find that the first serious harmonic in the weighted MPX signal is around 266 KHz ie the 7th harmonic. As that is so far away from the 0-53 KHz signals we want, a gentler MPX filter with lower phase shifts in the 0-53KHz can now be designed, leading to better channel separation.

Even better results would have been possible if we oversampled at a higher rate i.e. used 8 states and weight sampled at 608 KHz instead of the 4 states weight sampled at 304 KHz as shown. Professional Stereo Coders do use 8 State sampling.

Exactly the same weighted sampling technique can be used to generate the 19 KHz Pilot. If we use a digitally generated Square wave like in the BA1404 and many kits, it contains a lot of odd harmonics. If we tried to create a "Digital Sine Wave" by making weighted samples at 45 degree intervals in each period, we would get a final Pilot tone with drastically reduced

harmonics, much closer to the sine wave we really wanted, but with greater stability (Locked to a Crystal digitally) than an analog generated Sine wave.

So far, we have used only Sine Wave inputs to study the MPX waveform. Let's try and simulate a bit of music going through a basic chopped MPX with a low pass filter.....



The Black line in the top half is the basic chopped MPX signal passed through a LPF, but no Pilot Tone has been added. In the Harmonic Analysis graph, we can easily make out the L+R region between 0 and 15 KHz, followed by the L-R region between 23 to 53 KHz.

We can see that the area between 15 KHz and 23 KHz is not blank as we would have imagined. All musical instruments create harmonics. Even a Bass drum (which we would assume contains only low frequencies) is actually rich in higher harmonics at the moment when the drum is struck. If you play a CD with 20 KHz information, it will ruin the MPX signal due to overlapping the 19 KHz Pilot. Obviously one needs pretty sharp 15 KHz Low Pass Filters on both Audio channels before they are fed into an MPX generator. Such sharp filters are called **brickwall filters**, maybe because they suddenly and sharply

stop frequencies past their cutoff frequency analogous to one driving a car into a brickwall.

One of the interesting effects of the MPX process is non-harmonic distortion in case of clipping. Lets analyze how this comes about. Suppose we have a 10 KHz signal that is clipped. It will create harmonic distortion at 2x, 3x etc. The third harmonic will fall at 30 KHz. But that's right in the territory of the L-R signal !! As a 30 KHz signal is 8 KHz away from the 38 KHz AM carrier, a stereo receiver would be within its rights to reproduce a 8 KHz tone during decoding process. We have mysteriously created a 8 KHz signal from a clipped 10 KHz signal !! This is called "**Aliasing**".

It is also interesting to study the effects of phase shifts within the Audio Chain. Suppose a filter in the Audio Chain shifts the phase around 30 KHz, it will shift part of the L-R signal. Let's call the phase shifted signal Lp-Rp. When we add L+R and Lp-Rp to try and get the 2L signal, we see that R and Rp will not cancel each other exactly even if they are of the same Amplitude. A small component of the Right channel will remain in the Left Channel. Similarly a small bit of the Left channel will remain in the right channel. So **a phase shift in the Audio MPX Chain causes loss of Channel Separation** !!

This is a serious issue : If you dont use oversampling techniques, the nearest unwanted harmonic in the signal is the 3rd harmonic around 114 KHz. To try and filter that by about 20 dB will need a filter that would probably cause a phase shift around 50-70 degrees around 45 KHz upwards. This will make you loose about 6-10 dB of separation. So if the rest of the electronics gave you 50 dB of separation, the MPX filter will reduce that to 40-44 dB.

As the phase shift could also have happened in the other stages following the Stereo Multiplexer (Transmitter's PLL section or even at the Receiver), one would tend to unnecessarily place the whole blame on the Multiplexer.

Similarly, **a change in gain over the 0-53 KHz region will also negatively affect the Channel Separation**. Let's analyse how that comes about.

Suppose we have a Multiplexing stage that has 0 dB gain from 0 to 19KHz and then -0.1 dB from there to 53 KHz.

So the L-R part of the MPX signal will be 0.1 dB down. This means that the signal is less by a factor of 0.988 times

Suppose we inject enough Audio to get 1L + 1R in the L+R part. The Decoder will add the L+R and the L-R signals to get a 2L

But we will get (1 L + 1 R) + (0.988 L - 0.988 R)

= 1.988 L + 0.0114 R

Hey, we wanted a theoretical signal of 2L over here. But we see that loss of gain in the 19-53 KHz part of the signal --

A) Reduces our L (Receiver needs more Audio Gain. Loss of S/N)

B) Puts in a bit of R into the L channel. (Loss of Channel Separation)

So to compensate for the less L, suppose we turn up the volume by 2/1.9885531 times.

We get 2L + 0.0115 R instead of 2L

We see that the MPX process has added 0.0115/2 of crosstalk ie -44.79 dB

Here's a small table re gain change vs. Channel Separation, calculated the same way as above.

Gain Change dB	**Channel Separation dB**
-0.01	-64.79
-0.05	-50.81
-0.1	-44.79
-0.2	-38.77
-0.5	-30.81
-1	-24.80
-2	-18.81
-3	-15.34
-4	-12.91

So looks like we need a gain change below 0.05 db across 0 - 53 KHz for separation better than 50 dB. Phew !!!!

As changes in Gain and Phase shift are frequency dependant, the Channel Separation of a Streo Decoder is frequency dependent. Normally Channel Separation is best in the 200-8000 Hz range, degrading sharply at both the low end and the high end.

A Stereo transmitter has to transmit various parts of the MPX signal and has to be set such that it does not over-modulate on the sum of all the MPX signal. A Mono Transmitter would be set up to allow maximum allowed deviation on the peaks of the L+R signal it is transmitting. The Stereo Transmitter would have to be turned down a bit as it also needs to consider the deviation caused by the L-R signals. Hence **a Transmitter signal will travel less distance in Stereo** than when it is transmitting in Mono. Put another way, if you need to start transmitting in Stereo, you need a more powerful transmitter.

A Stereo transmission tends to sound noisier that a Mono signal. This is mainly caused by the noise in the L-R channel. As the noise in the 23 KHz to

53 KHz segment is also brought down to the audible 0-15 KHz region by the decoding process, we now have more noise than receiving the same signal in Mono. The decoder circuits in the receiver also contribute extra noise. On top of that, as MPX signals have more bandwidth than a Mono signal, the station has to use less modulation with MPX to remain in the deviation limits. All above tend to increase the noise. (Visit USENET message link below for more info)

The last step is to add in about 10% of the 19 KHz Pilot Tone. The MPX signals would look quite the same as the ones shown above; the Harmonic analyses would show a blip at the 19 KHz point. As an MPX signal is not really a simple Audio signal, you cannot Compress/Limit/Equalise/Pre-emphasise an MPX signal. All the audio processing should have been done before the MPX process. All you can do now is feed the MPX signal to the transmitter instead of the Mono Audio signal it had before,

and Voila, You are transmitting in glorious STerEO !!!

Thanks : Scott Masters at Broadcast Warehouse for helping me unravel the mysteries of digital oversampling of MPX signals. For the record, Scott is the only one at the moment who has an MPX kit that uses oversampling.
Ben Merghart, Paul Hollings and Stephen Moss for explaining ratios of various signals in the MPX package.

**Wanna have your own page here, write about your own experiences, own review, refute existing review,
add comments to existing review, publish your circuits ?**
Contact me

DARE TO COMPARE KITS LINKS

HOME PAGE

USENET messages about the "Stereo for Dummies" Page
My Review of the Broadcast Warehouse DIGILOG Stereo MPX Decoder 13 Oct 1999
My look at the NJM2035 Stereo Multiplexer Chip by New Japan Radio 20 Oct 1999
My comments on the BH141x FM Tranbsmitter chips by ROHM 26 Aug 2000

Page started on 24 Sept 1999. We have had page loads since counter reset on 15 May 2000.

Día 11

Ahora que hemos analizado el comportamiento de las distintas etapas que componen un receptor de FM multiplex, podemos encarar un circuito completo para su construcción por parte de los lectores. Hemos aclarado en el texto de este libro que es común considerar como receptor solamente a las secciones que captan la señal de FM y la transforman hasta llegar a la señal de audio. El receptor se completaría con el amplificador de audio y los conjuntos acústicos, pero la tendencia actual de trabajar con unidades modulares hace que se considere como equipo separado al sintonizador. Eso no quiere decir que el lector no pueda completar su receptor con la parte de audio propiamente dicha, ya que inclusive dedicaremos una jornada a esa sección adicional; simplemente, queremos significar que se acostumbra a considerar al sintonizador como una unidad completa e independiente. De acuerdo con este criterio, abordemos en esta oportunidad la descripción de un sintonizador MPX a válvulas.

SINTONIZADORES FM-MULTIPLEX A VALVULAS

Hemos analizado el proceso mediante el cual se toma la señal compuesta de FM multiplex, que responde al gráfico de la figura 96 y se la somete a una serie de operaciones que nos dan por resultado la obtención de las dos señales de audio *I* y *D* que forman el sistema sonoro estereofónico. Sabemos también que si la señal captada no es de este tipo, sino que se trata de una portadora de FM del tipo común o monofónica, todo el decodificador permanece inoperante y por lo tanto se puede sacar de circuito, un poco para evitar que su funcionamiento produzca alguna perturbación y otro poco para evitar un consumo innecesario.

Siguiendo la costumbre adoptada en este libro, después de un estudio teórico sigue la realización práctica. Entonces, tendríamos ahora que proyectar un sintonizador completo para FM estéreo multiplex, que emplee válvulas, pues el que lleva transistores será tratado en el capítulo próximo. A este respecto cabe hacer una reflexión, que ya influenció en nuestro estudio anterior, haciendo que todo lo visto en los dos capítulos anteriores se hiciera sobre la base de circuitos con transistores. Es que los semiconductores van reemplazando aceleradamente a las válvulas, y son pocos los equipos modernos que se construyen usando éstas en vez de aquellos.

Pero hay todavía muchos aparatos con válvulas, millones de ellos, y es lógico que sus poseedores los conserven mientras presten servicio. En este capítulo encararemos la incorporación de un decodificador MPX para receptores de FM a válvulas y abordaremos dos tipos diferentes, por lo menos, para que pueda elegirse entre ellos. Y también explicaremos la forma de adaptar este codificador al receptor FM a válvulas tratado en el capítulo 6, para los casos en que se dispusiera de un receptor común o monofónico y se lo quiera transformar en estereofónico; lógicamente, deberá existir en el lugar alguna emisora de FM multiplex.

Planteadas así las cosas, abordaremos primero el diseño de un decodificador completo a válvulas, que sea apto para ser incorporado a un receptor existente o a uno nuevo que se construya con las indicaciones del capítulo 6. A este último habrá que incorporarle algunas modificaciones, las que serán explicadas en detalle. Más adelante veremos un decodificador de tamaño muy reducido que puede agregarse a un receptor de FM común para escuchar emisiones FM multiplex, cuando se trate de un aparato pequeño que no permita el agregado del decodificador a válvulas.

Un decodificador a válvulas

Así llegamos al circuito que muestra la figura 123, que está inspirado en un diseño comercial

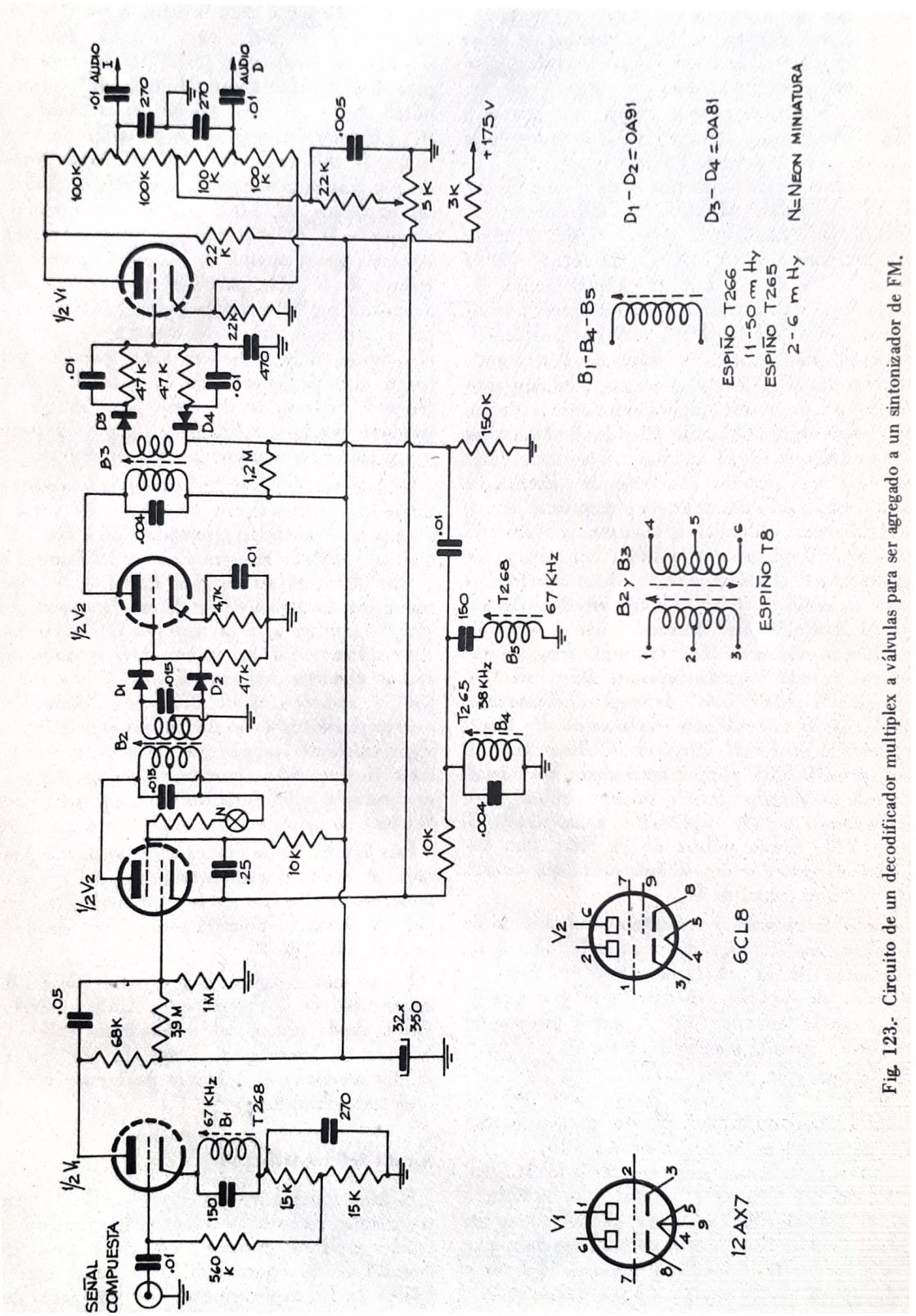


Fig. 123.- Circuito de un decodificador multiplex a válvulas para ser agregado a un sintonizador de FM.

de la R.C.A. al que se le hicieron modificaciones para adecuarlo a los elementos de existencia en plaza. Lleva solamente dos válvulas, si bien son unidades dobles; obsérvese que las mitades de una de ellas aparecen en el primer y cuarto lugar en el esquema y las mitades de la otra ocupan el segundo y tercer lugar.

La alimentación requerida es la misma fuente de 175 Volt que usábamos en el capítulo 6 y la tensión para filamentos, que es de 6,3 V, tiene un consumo de 0,75 A. De la fuente +B el consumo es de 15 mA aproximadamente, de modo que este conjunto podrá cargarse a cualquier fuente existente sin mayores problemas.

La entrada de señal se toma del detector de relaciones, en el punto que precede al conjunto de de-énfasis, y que explicaremos más adelante. La salida está formada por dos conductores blindados que llevan las dos señales de audio I y D al amplificador estereofónico. Este tema será tratado más adelante, en el capítulo 13.

Analizando el circuito, encontramos dos etapas amplificadoras de la señal compuesta. La primera que contiene a ½ V_1 tiene una trampa para la señal de 67 KHz, subportadora de servicios especiales, en el cátodo. Así, la señal de esa frecuencia no se hace presente en placa por encontrar una impedancia muy alta en cátodo. Las demás señales van a la etapa siguiente, con ½ V_2. Aquí encontramos varias cosas. En placa, el transformador B_2 tiene sus bobinas sintonizadas a 19 KHz y en el secundario del mismo se usa un rectificador de onda completa, que, de acuerdo con la explicación dada para la figura 114, forma pulsos de 38 KHz, que disparan al oscilador de esa frecuencia que constituye la otra mitad de V_2.

Entre la pantalla y el primario sintonizado de B_2 hay una lámpara de neón indicadora de la presencia de la señal piloto de 19 KHz. La tensión de pantalla es constante pero la de placa varía cuando llega la señal piloto por haber un circuito resonante; luego, la diferencia de tensión que ocurre hace encender la neón. Esto sirve de indicador de presencia de una señal estéreo multiplex, puesto que las emisiones monofónicas no tienen señal piloto.

Entonces tenemos que, por un lado, la señal piloto de 19 KHz va al oscilador de 38 KHz, o sea al doblador de frecuencia, que es la segunda mitad de V_2. Pero, por otro lado tenemos que llevar las bandas laterales al detector biplexer y aplicarlas al punto medio del secundario de B_3, en la forma que vimos en la figura 118. Estas señales tienen frecuencias comprendidas entre 50 Hz y 15 KHz, para la señal suma $(I + D)$ y entre 23 y 53 KHz, para la señal diferencia $(I - D)$. La señal suma tiene mayor amplitud y pasa directamente desde el cátodo de la primera mitad de V_2 al punto medio del secundario de B_3. La señal diferencia tiene la mitad de amplitud, y le colocamos un filtro pasabanda formado por una inductancia B_4 ajustable de 4 mH y un capacitor de 0,004 μF; la alta capacidad empleada le da el ancho de banda requerido. Además, en el camino de esa señal aparece una trampa de 67 KHz, para absorber residuos de la subportadora de servicios especiales. Esta trampa es igual a la del cátodo de entrada, sólo que allí tenía un montaje resonante paralelo para lograr máxima impedancia en sintonía y ahora tenemos resonancia en serie, con lo que se produce una impedancia muy chica en sintonía, y por ende absorción de la señal no deseada.

El detector biplexer trabaja con dos secciones diferentes para matrizar las señales de suma y diferencia. Por un lado, los dos diodos D_3 y D_4 que actúan de la manera vista en la figura 118 y por otro lado la segunda mitad de V_1 que suministra la otra sección de esa figura, en virtud de la diferencia de fase de 180° existente entre placa y cátodo. A tal fin, las cargas en ambos circuitos deben ser iguales; esas cargas son los resistores de 22 Kilohm en placa y en cátodo. La integración de las curvas de salida se logra mediante los pares de resistores y capacitores en disposición puente, de cuyos extremos se toman las señales de salida I y D ya decodificadas.

Para ajustar las amplitudes de las bandas laterales al correcto comportamiento del detector biplexer, se dispone de un potenciómetro que permite variar la polarización del cátodo de la primera mitad de V_2.

En la misma figura 123 se da el código de conexiones de los zócalos de ambas válvulas, vistos desde abajo, las indicaciones sobre las bobinas de fabricación nacional y los tipos de diodos usados en el doblador de frecuencia y en el detector biplexer.

Ajuste del decodificador

Si bien todavía no hemos terminado de adaptar nuestro receptor de FM para la recepción de señales multiplex, vamos a encarar el ajuste del circuito de la figura 123, para poder usar el mismo en las explicaciones. Esta operación que ahora detallaremos se lleva a cabo cuando se termina de armar el aparato completo.

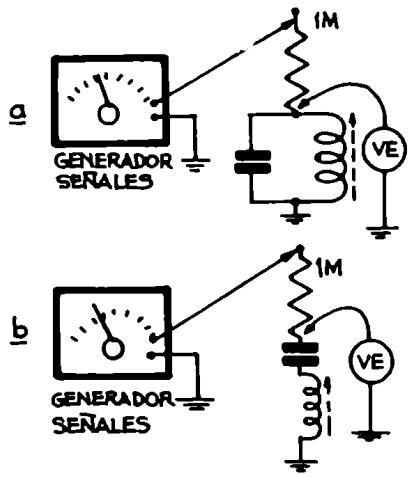


Fig. 124.- Forma de ajustar el núcleo de la bobina de circuitos resonantes; a) circuito paralelo. b) circuito serie.

Lo primero que hay que hacer es munirse de un generador de señales que abarque las frecuencias en juego. Como necesitamos sintonizar circuitos a 19, a 38 y 67 KHz, nuestro generador debe comprender esas frecuencias. También necesitamos un voltímetro electrónico para acusar los máximos y los mínimos que se producirán durante el ajuste.

Las trampas se ajustan sacadas de circuito y aprovechando sus variaciones de impedancia cuando están en resonancia a la frecuencia deseada. Por ejemplo, la figura 124 (a) nos muestra la manera de ajustar una trampa de sintonía en paralelo, que serían los casos de B_1 y B_4. En serie con la trampa se coloca un resistor de 1 Megohm y el generador se pone en la frecuencia debida, que es de 67 KHz, para B_1 y de 38 KHz para B_4. En resonancia, que se consigue desplazando el núcleo de la bobina, el VE acusa lectura máxima.

Para la trampa de sintonía en serie, como es la que tiene a B_5, hay que proceder como indica la figura 124 (b). En este caso la frecuencia de ajuste es 67 KHz, y ello aparece indicado por la mínima lectura del VE. Ajustadas las trampas se las restituye al circuito.

Ahora debemos ajustar los transformadores de acoplamiento, que son B_2 y B_3. Obsérvese que el primero resuena a 19 KHz mientras que el segundo lo hace a 38 KHz. El circuito de ajuste lo vemos en la figura 125, y el mismo nos muestra que el generador de señales se aplica al punto de entrada del conjunto de la figura 123. El VE se conecta a uno de los extremos del secundario de B_3. Poniendo el generador en 19 KHz, se retocan los núcleos de B_2 hasta máxima salida y poniéndolo en 38 KHz se retocan los de B_3 a máxima salida. En esta operación, y dada la pequeña amplitud de la subportadora de 19 KHz, podría ocurrir que al ajustar B_2 no haya salida indicada en el VE por la posición que le dimos en el circuito. En tal evento, debe conectarse el VE a la grilla de la dobladora de frecuencia, segunda mitad de V_2, para un primer paso de ajuste y luego pasarlo a la conexión indicada en la figura 125.

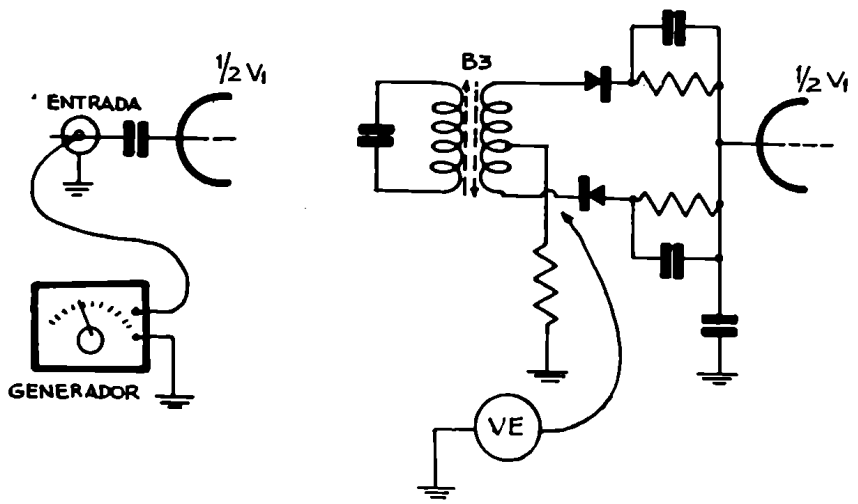


Fig. 125.- Puntos de aplicación del instrumental para el ajuste del decodificador multiplex.

Adaptación del receptor de FM

Hemos dicho que el decodificador que acabamos de describir puede adaptarse al sintonizador que vimos en el capítulo 6. Para tal fin haremos en ese proyecto algunas modificaciones parciales a fin de adecuarlo al sistema FM multiplex. En efecto, hemos puntualizado que las señales del sistema MPX tienen características tales que deben tomarse ciertas precauciones para lograr buenos resultados.

Así, necesitamos fijar la frecuencia del oscilador local en el conversor a efecto de mantener a la portadora en su lugar preciso, pues las bandas laterales son muy complejas, tal como se deduce de la figura 96. También sabemos que se necesita una señal de gran amplitud porque las subportadoras claves para el decodificador vienen con una magnitud muy reducida. Y hemos explicado la ventaja de disponer de un sistema de CAG para que la señal que llega al decodificador tenga un valor parecido para diversas emisiones captadas, y poder hacer así los ajustes de equilibrio que sean válidos para todas ellas. Estos detalles no fueron incorporados al proyecto del capítulo 6 porque siendo un sintonizador para FM monoaural, no eran necesarias.

Comencemos entonces por la fijación de frecuencia del oscilador local, cuyo circuito teníamos en la figura 59. La tensión de alimentación del conversor debe mantenerse estable, pues sus variaciones son la causa más importante de los corrimientos de frecuencia. El sólo hecho de estabilizar esa tensión permite mantener la frecuencia del oscilador en grado aceptable.

Entonces, colocaremos una válvula reguladora, tipo OD3, que mantiene una cifra de 150 Volt a la salida partiendo de un valor algo mayor. En nuestro caso teníamos una tensión de la fuente de 175 V, de modo que la figura 126 nos muestra lo que hay que hacer. El consumo de corriente de la OD3 varía muy sensiblemente ante las variaciones de tensión, y entonces variará también la caída de tensión en el resistor de 5.000 Ohm. Si aumenta la tensión de alimentación lo hará el consumo de la reguladora y la caída en el resistor, resultando que se mantiene la tensión que tomamos hacia la izquierda y que nos quedará rebajada a 150 V.

Este procedimiento de estabilizar la frecuencia del oscilador local no es tan perfecto como el que empleábamos en el caso de la figura 100, pero en la práctica suele dar resultados aceptables.

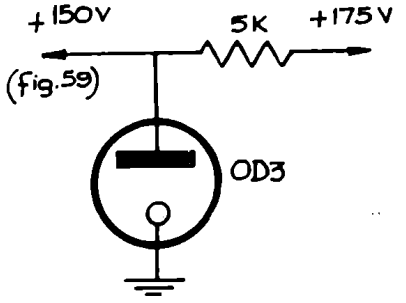


Fig. 126.- Agregado de una estabilizadora de tensión en el conversor del receptor FM.

Vamos ahora a la figura 66 que mostraba el canal de FI del sintonizador a válvulas para FM. Como necesitamos una alta ganancia en este canal para el sistema multiplex, le agregamos una etapa amplificadora, cuyo esquema se muestra en la figura 127. Además, cambiamos la segunda válvula de la figura 66, o sea la EF184 por una EF183; la diferencia entre ambas es que la EF183 es de pendiente alejada, lo que permite aplicar el CAG.

Para hacer ese agregado, intercalamos entre el transformador T60 aplicado a la grilla de la limitadora 6AU6 y esta válvula el conjunto que muestra la figura 127, con la salvedad de que el T60 que aparece a la izquierda en ella es el mismo que tenemos en grilla de la 6AU6 en la figura 66, por lo cual le hemos puesto la leyenda *existente*. El segundo T60 de la figura 127 es el que aplicamos a la grilla de la 6AU6, en el equipo modificado.

Veamos ahora una innovación de mucho interés, que se incluyó en la figura 127: se trata del CAG que aplicaremos a todas las etapas de FI, excepto a la limitadora 6AU6. Las válvulas EF183 son pentodos de corte alejado, por lo que tienen un factor de amplificación que depende de la polarización de grilla. Luego, si conseguimos una tensión negativa que sea proporcional a la amplitud de la portadora de FM y la aplicamos a las grillas de esas válvulas, obtendremos el control automático de ganancia que necesitamos.

Para obtener esa tensión de control tomamos la señal de FI de la placa de la última EF183 y la rectificamos con el diodo OA81. Los pulsos obtenidos tienen polaridad negativa en el extremo superior del resistor de 20 Kilohm; entonces, aplicamos allí un filtro formado por el resistor de 500 Kilohm y los dos capacitores de 0,05 para enderezar los pulsos y tendremos una tensión continua negativa. Tal tensión se aplica

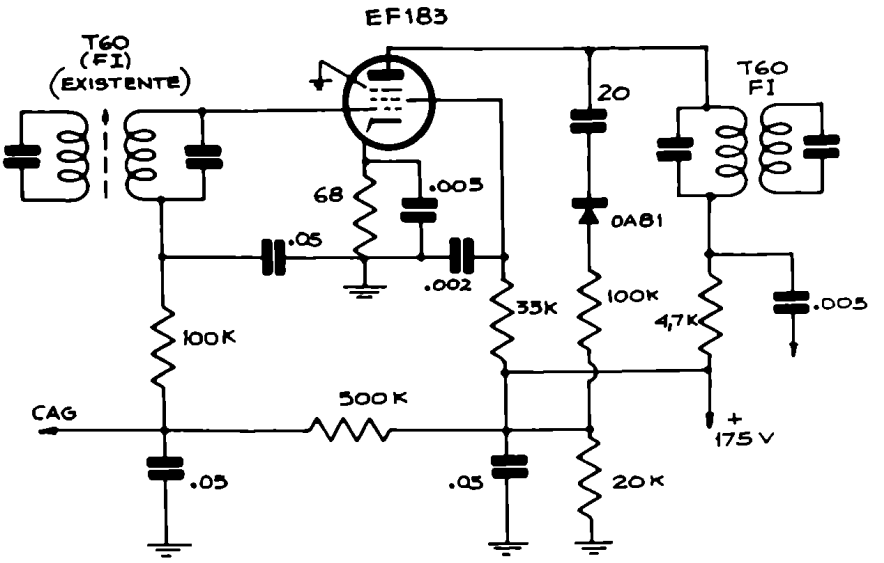


Fig. 127.- Agregado de una etapa de FI y del circuito de CAG al canal de FI del receptor de FM.

a la grilla en el retorno del secundario del T60, mediante el resistor de 100 Kilohm y se conecta un capacitor de 0,05 μF entre ese retorno y masa para paso de la señal.

La misma operación tenemos que hacer con las dos etapas anteriores de FI, para lo cual levantamos la conexión a masa de los transformadores T60 en las figuras 59 y 66 y colocamos allí el juego *RC* que pusimos en la figura 127. Con esto hemos aplicado el CAG a todo el canal de FI.

Finalmente, veamos donde obtenemos la señal compuesta que llevaremos al decodificador de la figura 123. Para ello, observemos la figura 66 a la derecha, donde está el detector de relaciones. El punto de salida de audio aparece allí después de pasar por el filtro de de-énfasis. Hay que quitar ese filtro y dejar las cosas como lo muestra la figura 128.

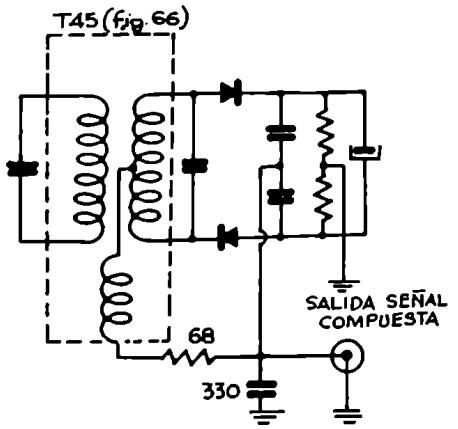


Fig. 128.- Ubicación del punto de toma de la señal compuesta en el sintonizador de FM.

Selector Mono-MPX

Los sintonizadores para FM multiplex tienen un indicador luminoso o de otro tipo que acusa la llegada de señales multiplex. En tal caso, debemos dejar en funcionamiento todo el decodificador. Pero cuando llega una señal monofónica de FM, el indicador no enciende y entonces podemos anular el decodificador.

La figura 129 nos muestra una de las tantas formas de colocar una llave selectora para realizar la operación mencionada. Hay una llave inversora de cuatro vías, dos posiciones, las cuales están marcadas *E* y *M* que corresponden a estéreo y mono respectivamente. Una sección de esa llave envía la señal del detector de relaciones al decodificador o al filtro de de-énfasis. Otra sección corta la alimentación del decodificador para la posición MONO; las otras dos secciones ponen en corto las dos entradas del amplificador estereofónico de audio, puesto que en la posición MONO la señal de audio es monoaural.

Este tipo de conmutador requiere, durante el uso del sintonizador, que la llave esté en la posición *E* mientras se sintoniza una señal. Si el indicador estéreo no acusa una señal MPX, se pasa la llave a la posición *M* pues se trata de un programa FM monofónico. Si el indicador fun-

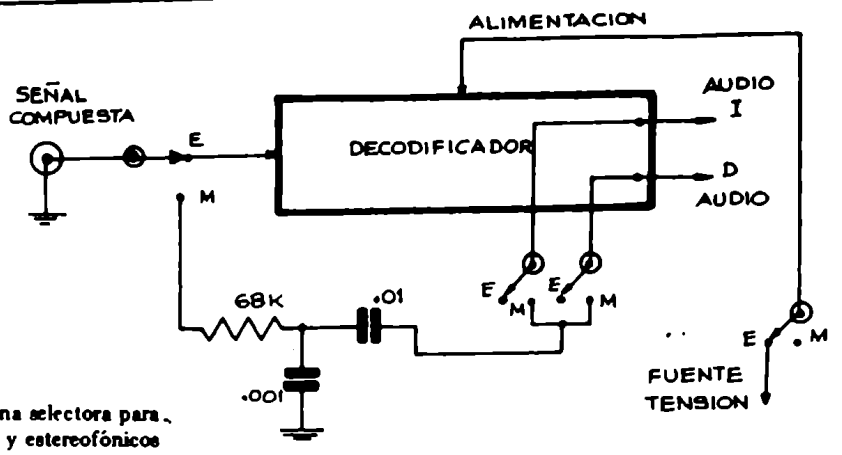


Fig. 129.- Forma de conectar una selectora para cambiar programas monofónicos y estereofónicos

Decodificador con C.I. para receptores a válvula

El decodificador de la figura 123 es apto para completar un equipo a válvulas con señales tipo MPX y con ello este capítulo quedaría terminado. Pero si se tiene un receptor de F.M. monoaural y se desea procesar señales MPX con un amplificador estereofónico como los que veremos en el capítulo 13, la inclusión del decodificador en un chasis existente presenta problemas de espacio a veces insolubles.

La figura 130 nos muestra la solución más simple que consiste en usar un circuito integrado AE 904 disponible en plaza, que contiene el decodificador completo, con entrada de la señal compuesta que sale del demodulador y salida de audio de los canales izquierdo y derecho para aplicar a un amplificador estéreo. Los capacitores de salida en la figura 130 son de .1 mfd para amplificadores valvulares y 10 mfd si es transistorizado.

Este C.I. lleva una alimentación de 13 V. positivos y para ello damos en la figura 130 el esquema necesario para obtener tal tensión a partir del circuito de filamentos del receptor existente. El terminal 11 del C.I. es el punto de aplicación de una señal de 19 KHz de un generador con fines de verificación. El indicador de programas estéreo es un diodo LED externo que se conecta entre terminales 7 y 16 como se ve en el esquema.

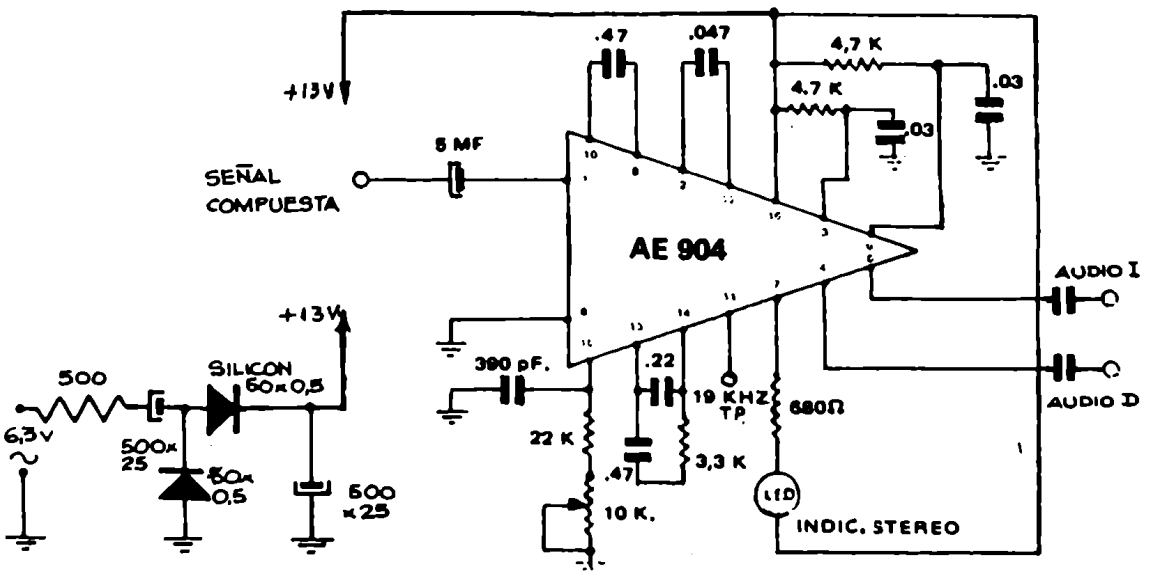


Fig. 130. Decodificador con C.I. para receptor valvular que se alimenta desde sus filamentos.

NOTA: Por razones de diagramación, al actualizar este libro se suprimieron las figuras 131, 132 y 133.

Día 12

Podríamos decir ahora algo parecido a lo que dijimos al comenzar la jornada anterior, pero para evitar repeticiones no lo haremos, pues basta manifestar que en esta oportunidad describiremos un sintonizador completo para señales de FM estéreo multiplex que emplea transistores o, si se quiere especificar más correctamente, semiconductores; en efecto, además de transistores tenemos diodos e inclusive algunos especiales como es el caso del varactor o diodo de capacidad variable. Todos los componentes del circuito nos resultarán conocidos por habernos ocupado de ellos en capítulos anteriores e inclusive haremos repetidas referencias a esas explicaciones previas. El conjunto que abordaremos es realizable con elementos de existencia en plaza de modo que el lector que gusta de construir sus equipos podrá llevar a feliz término su tarea.

UN SINTONIZADOR FM MULTIPLEX A TRANSISTORES

Hemos dicho ya varias veces que la tendencia del mercado de componentes electrónicos es la de ir reemplazando las válvulas por los transistores, en la medida que la industria los provee con aptitud adecuada para tal propósito. Claro que el hecho de que los fabricantes produzcan semiconductores modernos no significa que los mismos se hallen comunmente en nuestra plaza, pues muchos tipos de reciente aparición todavía no se fabrican o no se importan en el país. No obstante, ya hay un surtido suficiente para elaborar proyectos que, si bien podrían ser mejorados con algunos transistores de nuevo tipo, ofrecen un comportamiento aceptable. Para citar un solo ejemplo de lo que queremos decir, mencionaremos los transistores de efecto de campo, del tipo denominado MOS-FET, es decir los que tienen una película separadora de óxido.

La particularidad de estos transistores es que presentan una alta impedancia de entrada con la cual no amortiguan los circuitos sintonizados. Tal condición los hace especialmente aptos para conversores de FM y TV y ya se pueden encontrar equipos comerciales de importación que han incorporado esos transistores en el conversor. Pero no es indispensable acudir a componentes que aún no existen o se encuentran con dificultad en nuestro mercado. Los transistores planares de silicio ofrecen un comportamiento bastante bueno en conversores de FM debido a la alta estabilidad térmica, y con circuitos especialmente diseñados para ellos se obtienen resultados satisfactorios.

Así, podemos citar los transistores planares de silicio BF167 que ofrece la SIEMENS entre otras casas, y que hemos adoptado en nuestro proyecto. Como los usaremos en el conversor de frecuencia, si algún lector tiene la posibilidad de ensayar los MOS-FET, encontrará seguramente circuitos adecuados en las revistas de la especialidad. Así, podrá hacer un conversor de tal tipo y acoplarlo al canal de FI de nuestro proyecto, que tiene un comportamiento excelente, e inclusive, podría establecer comparaciones.

Con esta aclaración previa podemos pasar a analizar el proyecto de un sintonizador de FM multiplex, para obtener señales de audio estereofónicas a la salida. Hacemos una importante advertencia: como en el equipo se emplean los dos tipos de transistores PNP y NPN, hay que prestar atención a la polaridad de la fuente. En el conversor se ha resuelto eso dentro del mismo circuito, pero veremos que en el decodificador hay que aislar su plaqueta del chasis general, porque lleva polaridad invertida. Como esto suele ocurrir en equipos transistorizados, el problema que se presenta sirve de experiencia.

El conversor de frecuencia

Pasemos ahora a describir las secciones que integran el sintonizador que construiremos. La

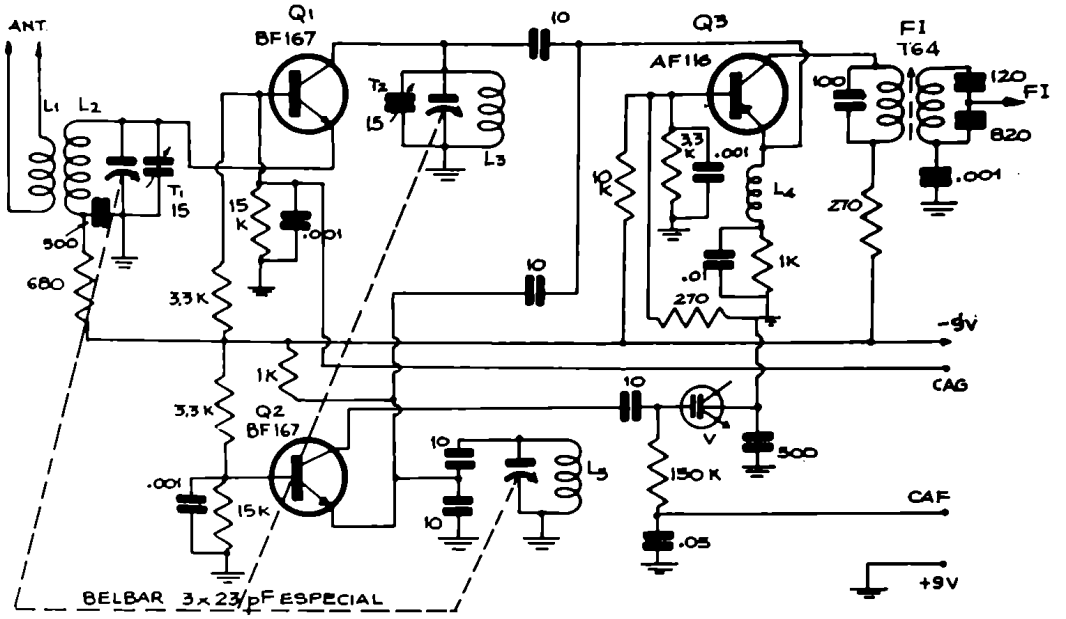


Fig. 134.- Circuito del conversor de frecuencia del sintonizador FM multiplex que se está describiendo.

primer sección es el conversor de frecuencia, y tal como ya lo hicimos en el caso de la figura 75, usamos tres transistores, para disponer de un oscilador separado; esto representa la ventaja de que la señal del mismo no interfiere en la FI, aparte de que como cada transistor cumple una sola función, se obtiene mejor rendimiento.

Para las funciones de amplificación de RF y osciladora se han elegido transistores planares de silicio del tipo NPN, que ya mencionamos, y son dos unidades BF167. El circuito visto en la figura 75 ha debido ser modificado para atender a las características de estos transistores y para tener en cuenta las condiciones que deben cumplirse en la recepción de señales multiplex y que ya se han comentado; en cada caso haremos la mención de esas condiciones.

Veamos entonces el conversor adoptado, cuyo circuito se muestra en la figura 134. Los transistores Q_1 y Q_2 son los que mencionamos, y como son NPN sus colectores van a masa para la continua a través de las bobinas L_3 y L_5, a fin de mantener el positivo de la fuente a masa para toda la sección conversora y FI. El mezclador es un transistor Q_3 tipo PNP y por ende se alimenta en la forma normal, con respecto al caso de la figura 75. Allí colocamos un AF116, del mismo tipo que usaremos para todo el canal de FI. Este transistor puede ser reemplazado por el SK3006, en caso necesario.

La bobina de antena tiene dos secciones fuertemente acopladas, para darle una característica de banda no muy angosta y facilitar el ajuste. El secundario se sintoniza con una sección del tandem triple y un trimer cilíndrico PHILIPS de 15 pF. La impedancia del emisor de Q_1 es del orden de los 50 Ohm, de modo que la carga de antena no produce un desequilibrio importante. Aquí vemos una diferencia destacable con el circuito de la figura 75, ya que en aquél la entrada de señal se hacía por base. En esta oportunidad obtenemos un buen equilibrio de impedancia de antena haciendo las dos bobinas L_1 y L_2 iguales. La señal se sintoniza en el colector mediante el conjunto formado por L_3, una sección del tandem y el trimer T_2 que es también del tipo cilíndrico. De allí, mediante un pequeño capacitor de 10 pF vamos al mezclador, entrando en el emisor del mismo, que es Q_3.

Hay un detalle que no aparecía en el conversor de la figura 75 y es la aplicación del CAG. Este tema lo tratamos en la figura 98, y en este caso la tensión de control la aplicamos directamente a la base de Q_1. En el canal de FI veremos dónde se obtiene esa tensión.

Pasemos ahora al oscilador con el transistor Q_2. Se adoptó un montaje Colpitts de gran estabilidad de frecuencia, tomándose la realimentación de señal del punto de unión de los

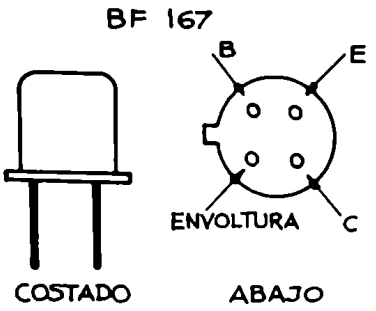


Fig. 135.- Diagrama de conexiones del transistor tipo BF167.

dos capacitores de 10 pF derivados sobre el circuito resonante que forman L_5 y la tercer sección del tandem. Este tandem es un modelo especial para FM que fabrica BELBAR con 23 pF por sección. La señal producida se aplica a través de un capacitor de 10 pF también al emisor del mezclador.

Ahora observamos un detalle que no estaba en la figura 75 y es el estabilizador de frecuencia o CAF, inspirado en la explicación dada para la figura 100. Usamos un diodo *Varactor* o *Varicap* tipo BA102 o equivalente. Este diodo de capacidad variable con la tensión se polariza mediante el divisor de tensión de la base de Q_3. La tensión de control del CAF se toma del canal de FI en la forma como veremos y que fue explicada en la figura 106. Entonces, sus dos armaduras reciben dos tensiones, una fija de polarización y la otra variable del CAF. La diferencia de tensión resultante hace variar su capacidad y ello altera la frecuencia del oscilador local sobre L_5, cancelando los corrimientos que se hubieran producido.

Así llegamos al mezclador, que es el transistor Q_3, tipo AF116. En su emisor encontramos un choque L_4 que se encarga de separar las señales de frecuencias más grandes que las de FM. En el colector se conecta el primer transformador de FI, que es un ESPIÑO T64 que se encuentra en plaza. Hay un filtro en la alimentación para evitar las realimentaciones por la conexión de la fuente. Ese transformador viene sin los capacitores de resonancia y sin puntos de derivación. Luego, hay que colocar los capacitores indicados en el esquema y tomar la derivación para la base del primer amplificador de FI de la unión de los dos capacitores del secundario, tal como lo vimos en las figuras 75 y 80.

Detalles constructivos

Para armar este conversor se seguirá la misma técnica constructiva que vimos en las figuras 77 y 78, usando una placa de cobre, bronce u otro metal soldable y ubicando el tandem en una cara y el resto de componentes en la otra. Hay que hacer también una caja metálica de blindaje que cubra toda la unidad, para asegurar que la única señal que entre sea la de antena, por el cable de bajada y la única que salga sea la FI, por el borne indicado en el transformador T64; es decir que no haya irradiación ni captación de campos internos o externos.

En la figura 76 habíamos dado el código de conexiones de los transistores de la serie AF, entre los cuales está el AF116, que ahora usamos como mezclador. Pero también necesitamos conocer el código de los BF167 y el mismo aparece en la figura 135. Nótese que sus cuatro terminales están dispuestos de manera diferente, pero como tiene un alambre unido a la envoltura metálica, el mismo puede usarse como amarre mediante soldadura a la plaqueta.

Los tabiques separadores de las etapas del conversor se harán igual que los usados en la figura 77, de modo que no se necesitan más datos. Falta dar las características de las bobinas, y lo hacemos en la tabla adjunta.

Y en lo referente al transformador T64, encontraremos el código de conexiones en la figura 79, que también da el correspondiente a los otros transformadores de FI, como los T65 y T45. Los pequeños capacitores cerámicos que se necesitan para hacer resonar a los dos bobinados los provee el fabricante de tales transformadores.

El canal de FI

Ahora pasamos a la segunda plaqueta de nuestro sintonizador, y es la que contiene el amplificador de FI y el demodulador. El circuito completo de esta sección aparece en la figura 136 y vemos que guarda cierta similitud con el que habíamos visto en la figura 80. Como aquél ya nos es conocido e inclusive sabemos armarlo, por haber estudiado la distribución de partes en las figuras 81 y 82, detallaremos las diferencias y no insistiremos en el montaje, que damos por explicado.

En primer lugar observamos que en el colector de Q_4 tomamos señal de FI, la rectificamos mediante el diodo D, que es un OA79 y, mediante un filtro enderezador tomamos la tensión de control para el CAG. Algo parecido habíamos explicado en la figura 104. Esa conexión del CAG va a un puente que ubicamos en el extremo de la plaqueta, y que en la figura

Tabla de bobinas para el conversor

Bobina	*Diámetro forma* mm	*Espiras* N°	*Alambre* mm	*Separación entre*	
				espiras mm	*bobinas* mm
L_1	12,5	3,5	1	1	1
L_2	12,5	3,5	1	1	
L_3	12,5	3,5	1	1	
L_4	3	8	0,5	0	
L_5	12,5	3	1	1	

81 contenía únicamente la conexión de FI. En este caso, y según las necesidades de la figura 136, tendrá tres conexiones, aparte de las de alimentación que se quieran hacer.

La tercera conexión que va en ese puente es la del CAF. La tensión de control para el mismo se toma del detector de relaciones y mediante un filtro formado por el resistor de 150 Kilohm que aparece abajo en la figura 136, pasamos a la tira de terminales y de ella, a la del conversor.

Siguiendo con el circuito, vemos que se adoptó el mismo demodulador a detector de relaciones que teníamos en la figura 80, salvo que le hemos quitado el corrector de de-énfasis, como corresponde en los sistemas multiplex. La figura 136 nos muestra como ha quedado este demodulador, e inclusive se indica especialmente el punto (C) de prueba para los ajustes, que está relacionado con la explicación de la figura 85. Este punto es el borne N° 5 del transformador T45, y coincide con el punto de toma para el CAF.

En el circuito de la figura 136 vemos otra innovación con respecto al dado en la figura 80 y es el transistor Q_7 que es un amplificador tipo AF127. Tiene una función amplificadora, pero al mismo tiempo actúa como separador entre el demodulador y el decodificador, para que el detector de relaciones tenga una impedancia constante y la señal compuesta obtenida se pueda aplicar a cualquier tipo de decodificador. Como hemos explicado otras veces, no se coloca a la salida del demodulador el filtro de de-énfasis. El agregado de la etapa amplificadora-separadora hace que el montaje mostrado en la figura 82 no sea la parte terminal de la plaqueta de FI, pero ello no presentará dificultades al armador, ya que se trata de una simple amplificadora de señales de baja frecuencia, comprendidas entre 50 Hz y 75 KHz, según sabemos (Figura 96).

Con esto hemos terminado la plaqueta de FI y ya tenemos dos secciones del sintonizador transistorizado para FM multiplex. Pasemos ahora a la tercera sección, que corresponde al decodificador.

El decodificador multiplex

Ahora estudiaremos el circuito del decodificador que se adoptó para nuestro equipo, que mostramos en la figura 137 y que estudiamos en la figura 121. Todos los transistores empleados son de silicio, de bajo ruido, tipo NPN, resultando de entre ellos los más adecuados los BC108 ó BC109 ofrecidos por la SIEMENS. A la entrada del circuito colocamos una trampa de 67 KHz para eliminar la subportadora de servicios especiales y tal como lo hicimos antes, pues en nuestro medio existe ese servicio. Esa trampa está formada por la bobina L_1 que puede ser la ESPIÑO 268, derivada por un capacitor de 150 pF y pasada a masa por otro de 200 pF.

Así llegamos al transistor Q_8 que oficia de amplificador de la señal compuesta sin ganancia y también de inversor de fase, pues como entre los circuitos de emisor y colector de un transistor hay una diferencia de fase de 180°, tomamos de esos dos electrodos las señales opuestas mediante sendos capacitores electrolíticos de 10 μF, C_1 y C_2 y las aplicamos a puntos neutros del detector biplexer. Al hacer esa inversión de

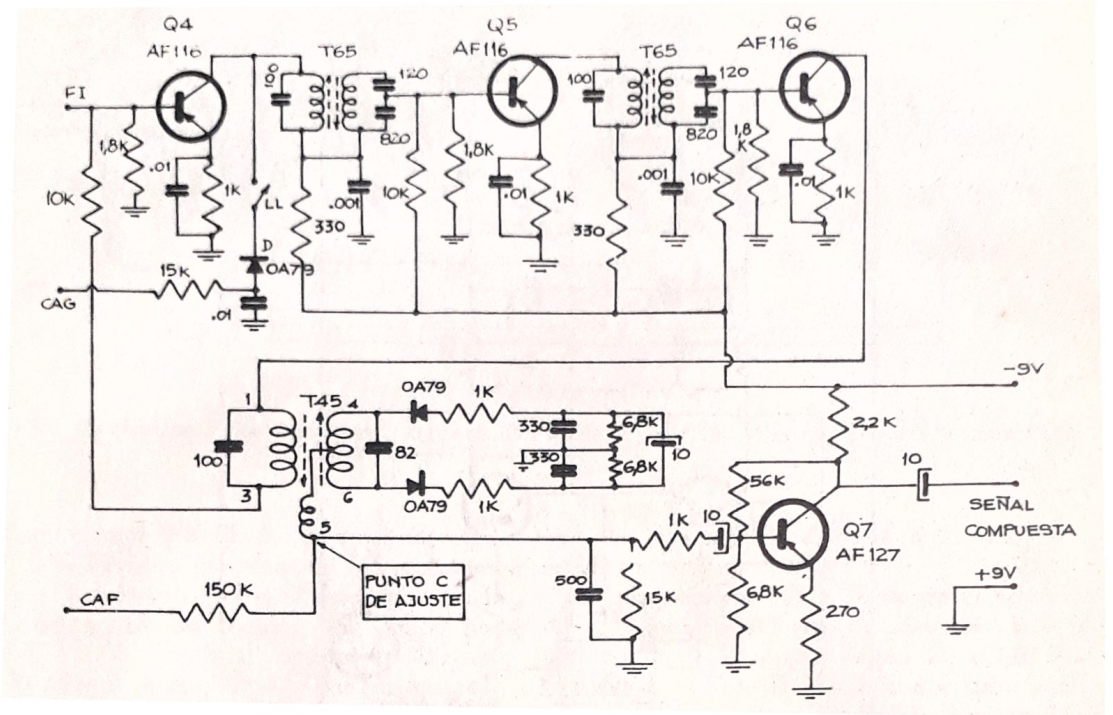


Fig. 136.- Circuito del canal de FI del sintonizador FM multiplex que se está describiendo.

fase de la señal compuesta que no tiene portadora, sino que solamente lleva bandas laterales, estamos realizando el principio del proceso de decodificación que teníamos en la figura 118. El resto de tal proceso se cumple al reinsertar la portadora de 38 KHz, pero eso lo veremos de inmediato.

Dijimos que Q_8 estaba en montaje amplificador sin ganancia, o lo que es lo mismo con ganancia unitaria, pues su principal función era la de inversor de fase. Pero allí está presente también la subportadora piloto de 19 KHz y para tomarla colocamos un circuito sintonizado a esa frecuencia vinculado al colector de Q_8; es el formado por la bobina L_2 y el capacitor C_3. De este modo solamente se transfiere al transistor Q_9 la señal de 19 KHz para su amplificación. La polarización de base de Q_9 se ajusta mediante el potenciómetro P de modo de llevarla al corte y así solamente cuando se presente la señal piloto ese transistor trabajará y cuando la señal recibida sea de FM monoaural, el amplificador de 19 KHz y el doblador quedan sin actuar. Esto provee la compatibilidad entre los sistemas de FM y hace automático al cambio de sistema según las señales recibidas. Obsérvese que las bandas laterales de la señal suma $(I + D)$, únicas existentes en FM monoaural, pasan directamente a la salida de audio desde Q_8, a través de C_1 y su retorno a masa se hace a través de C_2 por el resistor de emisor de Q_8.

Al pasar del amplificador de la señal piloto, transistor Q_9, al doblador de frecuencia Q_{10}, observamos que este último tiene en su emisor un diodo D_1 que mantiene al emisor a una tensión de 0,6 V y asegura que el transistor solo conducirá corriente cuando se hace presente la señal piloto de 19 KHz con amplitud suficiente. Así se consigue que el decodificador no actúe con picos de audio que no correspondan al sistema MPX.

El doblador de frecuencia trabaja por el sistema de crestas explicado en la figura 114 y entonces, como el primario de T, o sea el bobinado L_3 está sintonizado a 38 KHz, en el secundario L_4 aparece únicamente la portadora de 38 KHz para ser reinsertada a las bandas laterales, en la forma ya conocida. Los transistores Q_{11} y Q_{12} quedan así excitados en contrafase por la portadora y reciben en los circuitos de colectores las bandas laterales con fases invertidas, según el mecanismo explicado en la figura 116. Allí se produce el matrizado de las señales suma y diferencia, resultando la decodificación y las salidas serán las señales de audio I y D.

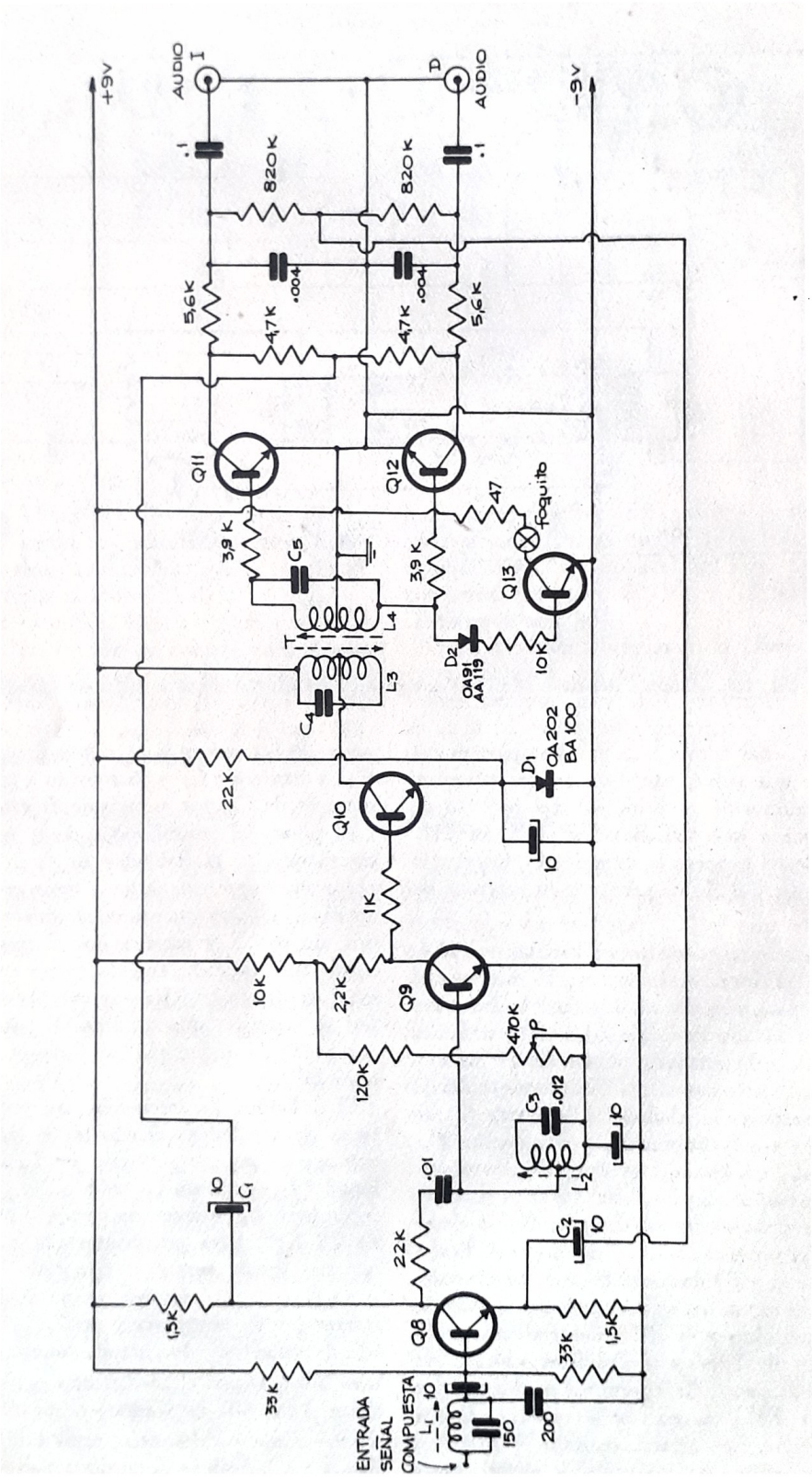


Fig. 137.- El decodificador que se aplica al sintonizador FM multiplex. El detector es el de la figura 121. Todos los transistores son del tipo BC108 ó BC109.

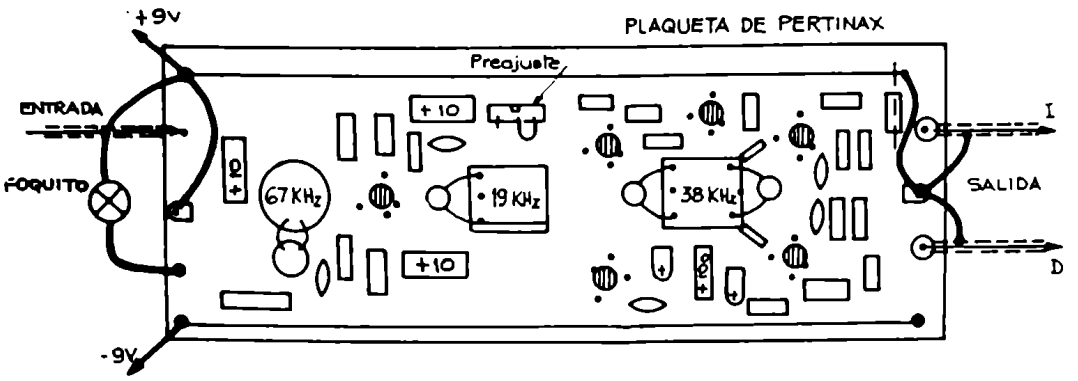


Fig. 138.- Distribución de los componentes del decodificador de la figura 137 sobre una plaqueta de conexiones.

Ahora veamos el indicador de señal estereofónica. Está formado por el diodo D_2, el transistor Q_{13} y el foquito, según el sistema explicado en la figura 113. Ese foquito debe ser del tipo de 6,3 V a 60 mA. Si se consigue uno del tipo de 40 mA, el resistor de 47 Ohm en serie con el mismo se elevará a 68 Ohm. Sobre este indicador hay que hacer una aclaración. Sin el mismo, el consumo del decodificador sobre la fuente de 9 V es de sólo 12 mA, pero la inclusión del indicador visual de señales MPX eleva ese consumo a 70 mA en el caso de foquito de 60 mA y a 50 mA con el de 40 mA. Este detalle puede no preocupar para equipos alimentados desde la red, pero es importante para cuando se usa alimentación a pilas. Quiere decir que en el segundo caso se podría prescindir del indicador visual, dada la compatibilidad automática de este decodificador.

Detalles constructivos

En el decodificador se trabaja con señales de baja frecuencia, ya que en ningún caso se supera la cifra de 75 Khz. Luego, podrá montarse al conjunto en una plaqueta de pertinax perforado, que tiene una cantidad muy grande de agujeros y permite hacer un montaje anclado para todos sus componentes. La figura 138 nos muestra el montaje adoptado con todos los componentes colocados, listos para su conexión. En los dos extremos hay puentes de 5 contactos. La plaqueta aislada presente la ventaja de que, atento a que los transistores son del tipo NPN, la polaridad de alimentación se invierte con respecto a las plaquetas del conversor y del canal de FI. Aquí tenemos el negativo a masa, que no puede ser la masa del chasis general, ya que ella queda unida al positivo de la fuente. Aclaremos esto en detalle.

Las plaquetas de RF y FI tienen el negativo de 9 V como punto vivo de alimentación y el positivo de 9 V a masa, según lo indican las figura 134 y 136. El decodificador tiene polaridad invertida, como lo indica la figura 137 y eso se consigue de la manera indicada en la figura 139, que corresponde al chasis general del sintonizador. O sea que las plaquetas de RF y FI llevan una buena conexión al chasis, mediante malla de blindaje como se indicó en las figuras 77 y 81, pero esa conexión corresponde al +9 V. El decodificador debe llevar unido al chasis el +9 V, para ser alimentado de la misma fuente, pero ese no es su retorno de masa interno, que sería el −9 V. Esto hace que la plaqueta del decodificador deba ser aislada del chasis general o, como hemos propuesto, se hecha de material aislante, para conectar al chasis general el punto +9 V y al punto vivo de la fuente el −9 V.

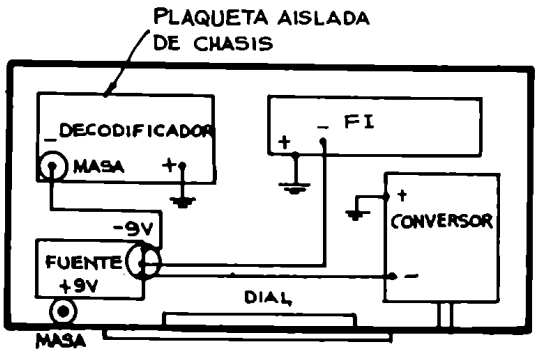


Fig. 139.- Distribución de las plaquetas sobre el chasis general de la unidad.

La fuente de alimentación usada, para conexión a la red de 220 Volt, se ve en la figura 140, y lleva su polo positivo de la salida conectado al chasis general. El transformador debe suministrar 16 Volt con punto medio a un consumo de 1 A. Los silicones rectificadores pueden ser de 25 VPI a 0,5 A o, para los amigos de la prudencia, 50 VPI a 1 A. Los electrolíticos son de 1.000 μF cada uno y entre ellos se intercala el resistor de 200 Ohm, a 25 Watt, con brida corrediza que permita ajustar la tensión de salida a pleno consumo al valor de 9 Volt.

Los detalles de montaje de todo el conjunto pueden tomarse de las explicaciones dadas para la figura 84, similar a la 139. El dial puede ser de factura comercial o improvisado por el lector que tenga habilidades constructivas.

Falta hacer una referencia a las bobinas que integran el decodificador y que no hemos mencionado hasta ahora. La bobina para la trampa de 67 KHz, L_1 ya fue citada. Para L_2 puede usarse una bobina ESPIÑO tipo T8 a la cual se le quitará uno de los bobinados; se la hace resonar a 19 KHz mediante un capacitor de 0,012 μF. Para el transformador T puede usarse una bobina ESPIÑO tipo T8 usando sus dos arrollamientos y haciéndolos resonar a 38 KHz mediante sendos capacitores de 0,003 μF. En el esquema el capacitor para L_2 es el C_3 y los dos para T son C_4 y C_5. Es de hacer notar que últimamente la casa ESPIÑO ofrece bobinas del tipo similar a la T8 pero con el secundario fuertemente acoplado, por lo que no requiere sintonización. En nuestro caso podríamos usar para T ese tipo de transformador, que corresponde al tipo T125 y se suprimiría el capacitor C_5; en el lugar de L_2 no conviene porque esa nueva bobina tiene el secundario encimado y no es fácil retirarlo, caso que se nos presenta para

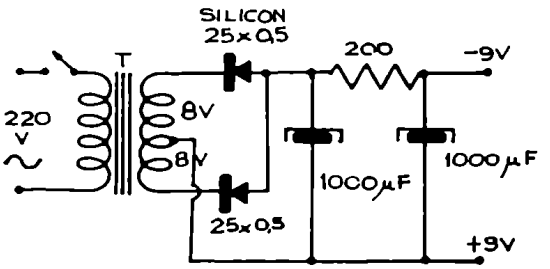


Fig. 140.- La fuente de alimentación debe suministrar 9 Volt a 0,1 Amper.

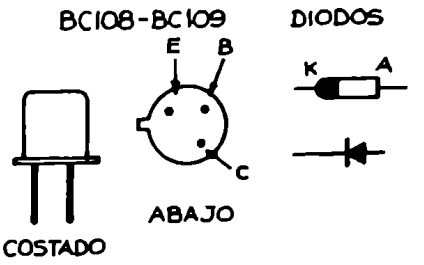


Fig. 141.- Diagrama de conexiones de los transistores usados en el decodificador.

L_2 en la cual dijimos de retirar el bobinado secundario que nos sobra. Entonces, para L_2 dejamos la ESPIÑO T8.

Si se desea construir estas bobinas, se consiguen formas plásticas con núcleo a rosca y se procede de la siguiente manera. Para L_2 se arrollan unas 340 espiras formando una galleta con alambre de 0,1 mm, sacando una derivación central. El capacitor C_3 en este caso tendrá un valor de 0,01 μF. Para T hacemos dos galletas iguales, con 170 espiras cada una, usando el mismo alambre de 0,1 mm y sacando derivaciones centrales. Los capacitores de sintonización tendrán valores de 0,01 μF cada uno (C_4 y C_5). Ambas bobinas deben colocarse dentro de blindajes adecuados. Como recomendación general para el montaje, cuídese que entre L_2 y T haya una separación no menor de 6 cm.

Y, para terminar con los detalles constructivos daremos el código de conexiones de los transistores y diodos usados en el decodificador. La figura 141 nos aclara el punto. Los transistores de silicio están representados allí en una vista lateral y las conexiones de los tres alambres se indican en una vista de la base desde abajo, o sea desde los alambres. Los diodos, como es de práctica, se indican con una pintura blanca o clara en el extremo correspondiente al cátodo. El símbolo que aparece debajo de la vista lateral del diodo permite identificar sus electrodos en los esquemas. En cuanto al transistor AF127 que teníamos en el canal de FI, sus conexiones son idénticas a las del AF116, que se dieron en la figura 76.

Ajuste de las secciones de RF y FI

Terminado el armado del sintonizador de FM multiplex, hay que proceder a realizar el ajuste general del mismo para lograr su correcto funcionamiento. El primer paso es verificar que todas las etapas funcionan correctamente. Ló-

gicamente, hay que conectar su salida a un amplificador de audio y aplicar la alimentación de 9 Volt. De inmediato se procederá a verificar las tensiones de continua en cada transistor, según indicaciones de la tabla adjunta en cifras aproximadas. La llave de CAG debe permanecer abierta durante el ajuste.

Tensiones en los transistores de RF y FI

Transistor	*Emisor*	*Base*	*Colector*
Q_1	8,0	7,2	0
Q_2	7,8	7,2	0
Q_3	2,2	2,4	8,4
Q_4	1,6	1,8	8,4
Q_5	1,6	1,8	8,4
Q_6	1,0	1,2	8,6
Q_7	0,4	0,6	6,2

Hecha la verificación de tensiones, se comenzará a realizar el procedimiento de ajuste explicado en el capítulo 7, tomando los puntos de prueba indicados en la figura 85 y el instrumental allí recomendado. Como se trata de un caso muy similar, no es necesario repetir todo el texto explicativo.

También puede realizarse un ajuste sin instrumental, disponiendo solamente de un multímetro. Para tal fin, se desconecta el capacitor de emisor de Q_3 y se conecta un cable de unos dos o tres metros a dicho emisor, para que oficie de antena. Siempre, durante los ajustes, la llave de CAG debe permanecer abierta. En estas condiciones, el sintonizador se ha convertido en un receptor de radio frecuencia sintonizada con banda ancha, de modo que deberán escucharse en parlante señales de onda corta. Así las cosas, se procede a la alineación de los transformadores de FI, buscando máxima salida en parlante, comenzado por el último transformador y terminando con el primero de FI, tal como se explicó en el capítulo 7, sólo que ahora no usamos oscilador.

Para la sección conversora de frecuencia, sacamos el cable del emisor de Q_3, reconectamos el capacitor que teníamos allí y se busca sintonía de una emisora de FM. Una vez que se escucha alguna, se procede a ajustar los trimers y las espiras de las bobinas del conversor, en la misma forma como lo hacíamos cuando se inyectaba señal del oscilador en el punto A de la figura 85. Es lógico que para captar una señal de FM necesitaremos conectar la antena a la entrada del sintonizador, y para el caso puede servir la antena de TV disponible en el lugar. El multímetro, en escala de 2,5 ó 5 Volt de continua, se conectará en los puntos D y E indicados en la figura 85.

Para el ajuste del discriminador, úsense los puntos C, D y E en la forma explicada en el capítulo 7 para el ajuste de esa sección, ya que en la figura 136 tenemos el mismo circuito demodulador. El multímetro nos servirá como instrumento indicador de máximos y mínimos. Todo el método de ajuste de esta sección del sintonizador fue explicado en esa oportunidad, con referencia a la figura 85, de modo que no insistiremos sobre el particular.

Ajuste del decodificador

Aquí tenemos la sección que no aparecía en el equipo descripto en el capítulo 7, y por lo tanto su ajuste no ha sido tratado anteriormente; por lo tanto deberemos hacerlo en esta oportunidad. Como siempre se procede en los equipos transistorizados, lo primero que debe verificarse son las tensiones en los electrodos de los transistores que integran el circuito. En este caso, antes de hacer esa verificación debemos correr el cursor del potenciómetro P hasta que la tensión en el colector de Q_9 sea de 1 Volt. Hay que tener en cuenta que, en presencia de señal compuesta en el decodificador, esa tensión se modificará y alcanzará el valor dado en la tabla adjunta.

Una vez verificadas las tensiones en cifras que no se aparten mucho de las del cuadro, hay que proceder a ajustar la sintonía de los bobinados que tiene esta sección decodificadora. Para ello hay que hacer un distingo entre la trampa de 67 KHz y las demás bobinas. Esa trampa (L_1) se debe ajustar sacada del circuito, en la forma como explicamos en la figura 124.

Luego, una vez conectada nuevamente, se trabajará con señal FM-MPX captada y entregada por el demodulador. La forma de proceder se indica en la figura 142; conectamos un potenciómetro lineal de un valor de 50 á 100 Kilohm con el cursor colocado en el centro de su giro y unido a la entrada del decodificador y sus extremos a los puntos de salida de audio. Un voltímetro de continua de unos 2,5 V o más se conecta entre la base de uno de los tran-

Tensiones en los transistores del decodificador

Transistor	Señal monoaural			Señal estéreo		
	Emisor	Base	Colector	Emisor	Base	Colector
Q_8	3,8	4,2	5,0	3,8	4,2	5,0
Q_9	0	0,4	0,3	0	0,15	0,2
Q_{10}	0,6	0,3	9,0	0,6	0,2	9,0
Q_{11}	0	0	0	0	1,5	0
Q_{12}	0	0	0	0	1,5	0
Q_{13}	0	0	9,0	0	0,7	0,9

sistores Q_{11} o Q_{12} y masa; aclaremos que esta masa es la línea del –9 V.

Con un programa sintonizado de FM multiplex, se retocan los núcleos de L_2, L_3 y L_4 a se lleva el cursor del potenciómetro P hasta su posición superior, con lo que la lámpara indicadora permanecerá apagada; se corre el cursor de P hasta que la lámpara dé el máximo brillo. Si pasamos la posición correcta el brillo disminuirá, de modo que hay una buena posición de ajuste.

Ahora podemos pasar a un retoque de la corrección de la modulación cruzada. Sabemos que para reducirla se ha conectado una red de contrafase que entra por el punto central de los resistores R_1 y R_2 de la figura 142, y que viene del colector de Q_8. Si en vez de dos resistores de 820 Kilohm colocamos allí dos potenciómetros de 1 Megohm, podrán girarse sus cursores hasta lograr una buena reducción de la modulación cruzada. Para hacer esa comprobación debe identificarse el canal izquierdo mientras se transmita un tono fijo; acto seguido se elimina la salida de audio de ese canal mediante el control de balance o desoldando un cable y se ajustan los potenciómetros hasta reducir la modulación cruzada al mínimo. He-

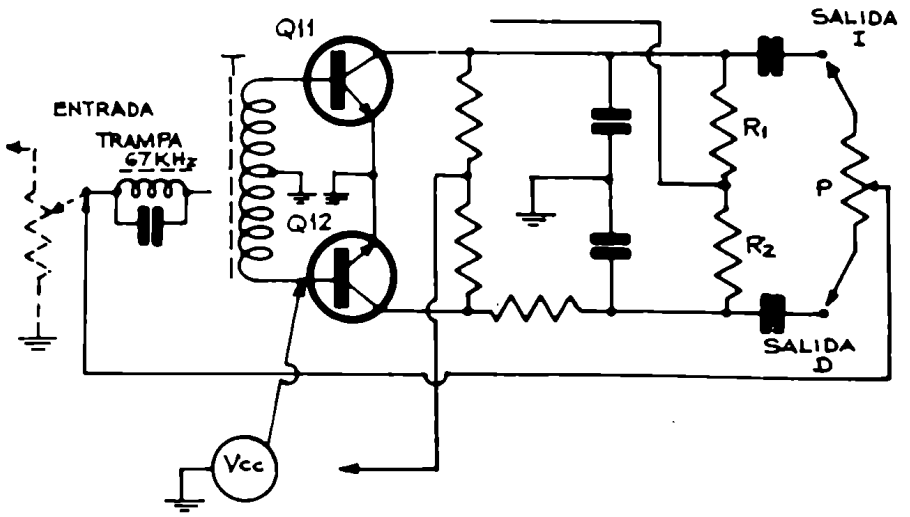


Fig. 142.- Indicación de las operaciones de preajuste del decodificador.

máxima lectura, la que será de más o menos 1,5 V. Si en esta operación se nota un efecto de saturación, indicado porque el desplazamiento de los núcleos no da un punto máximo definido, debe reducirse la señal de entrada al decodificador, lo que puede hacer mediante un potenciómetro, indicado en punteado a la izquierda de la figura 142.

Después del preajuste se elimina el potenciómetro provisorio y se deja conectado todo de manera normal. Con programa sintonizado, cho esto se miden los valores de resistencia en que han quedado los potenciómetros y se colocan en su lugar resistores fijos de valores parecidos a los resultantes.

Es de notar que el residuo de modulación cruzada suele especificarse como una cifra dada en decibeles en los sintonizadores FM multiplex, tal como ocurre con los amplificadores estereofónicos que dan el dato referido a la separación de canales.

Día 13

En los capítulos anteriores que se han referido a realizaciones prácticas de sintonizadores de FM, ya sea con válvulas o con transistores, o sean del sistema común o del multiplex, hemos dejado a toda la sección de audio sin desarrollar, justificando el procedimiento y prometiendo tratar ese tema más adelante. Ahora llega la oportunidad de ocuparnos de esa sección y lo haremos en la presente jornada. Pero hay que hacer una aclaración y es que en la actualidad se prescinde cada vez más de diseñar amplificadores de audio por la gran difusión alcanzada por los amplificadores semiarmados en plaquetas. Hay tal variedad de equipos de ese tipo que contempla todos los gustos y necesidades. No obstante lo dicho, siempre hay lectores amigos de realizar sus equipos y no podríamos dejar de lado esa circunstancia, por lo cual se ha incluido el tema de esta jornada. Como hay equipos a válvulas y a transistores, y además conjuntos monoaurales y estereofónicos, se tratarán todos los casos en forma breve, pues admitiremos que este no es un libro sobre amplificadores de audio.

EL CONJUNTO DE AUDIO

A esta altura de nuestro tema ya hemos encarado todos los tipos de sintonizadores de FM, tanto del tipo común o monofónicos como el multiplex o estereofónicos y los equipos explicados tenían válvulas en unos casos y transistores en los otros, para contemplar todas las situaciones y preferencias del lector. En ninguno de los proyectos se incluyó el amplificador de audio que termina en el parlante, por varias razones. La primera es que la teoría de esos amplificadores no corresponde a este libro y se supone conocida; la segunda es que es común que se disponga de un amplificador con varias entradas a una de las cuales se le puede aplicar la salida del sintonizador de FM. Y hay otras, pero con las dadas queda justificado el procedimiento.

Pero, también debe considerarse que un equipo para la recepción de señales FM no está completo sin el amplificador de audio y habrá muchos casos en que se lo debe proyectar íntegramente. Entonces el armador busca un circuito que contenga todas las secciones porque prefiere estar seguro de que la sección de audio se adaptará perfectamente a las otras. Así surgió la necesidad de preparar este capítulo, dedicado a la sección de audio de esos equipos.

Bases para el diseño

Hagamos entonces algunas consideraciones previas a la descripción de los proyectos de amplificadores de audio adecuados para los sintonizadores que se han tratado en las páginas anteriores. Básicamente, el conjunto de audio se integra al receptor de FM en la forma como se ve en la figura 143. Se trata simplemente de acoplar al sintonizador un amplificador de audio adecuado a cuya salida se conectará el conjunto acústico que puede ser un solo parlante o más.

Es evidente que ese amplificador puede ser de cualquier tipo y potencia, según las necesidades del usuario, pero hay limitaciones prácticas que fijan los límites inferiores y superiores de la potencia, y hay razones de otra índole que determinan el tipo adecuado. Sería el caso de que a un sintonizador de FM multiplex no le podemos acoplar un amplificador monoaural, porque no tendría sentido.

También debe contemplarse el caso bastante común de que se empleen dos sintonizadores, uno para AM y otro para FM, si bien pueden estar combinados entre sí, tal como lo vimos en las figuras 107 y 108; y todavía puede agregarse un tocadiscos y así llegamos al caso de la figura 144, en el cual una selectora permite pasar de

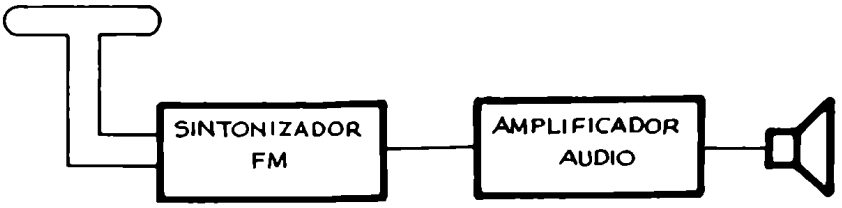


Fig. 143.- Disposición básica de acoplamiento del amplificador.

un tipo de programa a otro. Y aún se encuentran equipos en los que también aparece un grabador de cinta.

Como es fácil intuir, no se pueden contemplar todos los casos posibles, de modo que encararemos las soluciones para los más comunes. Y la justificación del criterio adoptado es la siguiente:

Un sintonizador de FM está destinado a audiciones familiares y eso nos pone límites a la potencia necesaria. Además, el hecho de que se elijan emisiones de FM es porque se busca una mejor calidad de sonido; eso nos pone en el camino de los amplificadores de baja distorsión. Y admitiremos que no siempre se acopla un sintonizador a válvulas a un amplificador a válvulas, ya que puede adoptarse uno de estado sólido, o sea a transistores. La precaución que habrá que adoptar, en ese caso, será la de cuidar la correcta adecuación de impedancias. Con estas premisas, podemos pasar a describir los proyectos típicos que sirvan para acoplar a los sintonizadores tratados en los capítulos anteriores.

Amplificador a válvulas de 10 Watt

Partiendo de la base de que la señal de audio que obtenemos en un sintonizador de FM es del orden de los 300 a 500 milivolt, podemos aplicar allí el amplificador que mostramos en la figura 145 y que consideramos apto para el sintonizador del capítulo 6 únicamente. El proyecto lleva cuatro válvulas, si bien la rectificadora puede ser reemplazada por dos silicones.

Como la ganancia de los triodos de la 12AX7 puede ser estimada en 50 veces, los 300 mV se convierten en 15 Volt, suficientes para excitar a las 6AQ5. Advertimos que pueden reemplazarse estas amplificadoras de potencia por las 6BQ5, cambiando la impedancia de carga del transformador de salida de 10.000 a 8.000 Ohm.

El parlante adecuado para este amplificador es uno que soporte la potencia de salida que tenemos, pero de ese tema nos ocuparemos al final del capítulo. El transformador de salida deberá reflejar sobre el primario la impedancia de la bobina móvil hasta el valor pedido como carga de placa a placa. El tipo de parlante adecuado es el llamado de *rango extendido*.

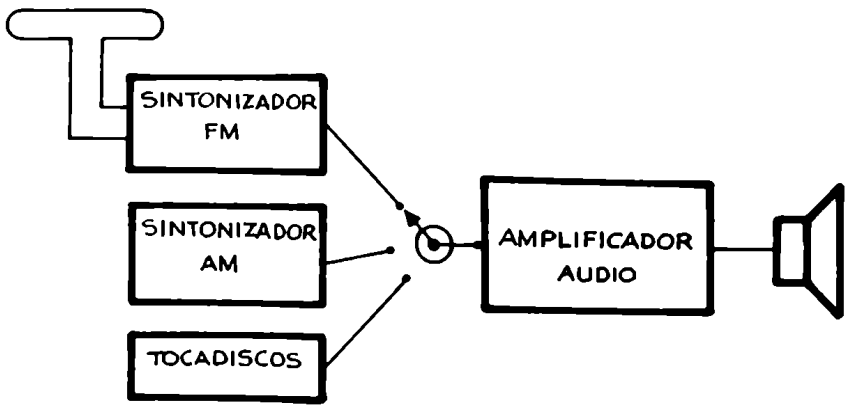


Fig. 144.- Acoplamiento del amplificador a distintas fuentes de audio.

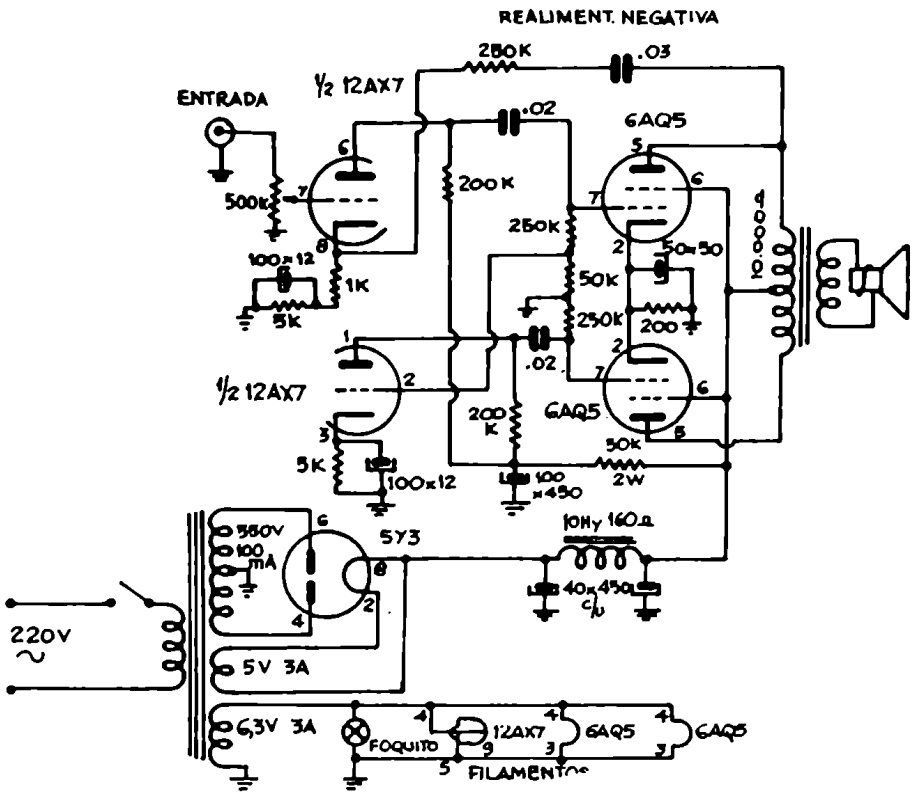


Fig. 145.- Circuito de un amplificador a válvulas de 10 Watt de salida.

La tendencia moderna en materia de conjuntos acústicos es la de usar más de un parlante, subdividiendo la gama sonora en dos o tres rangos que serán reproducidos por distintos parlantes. Somos partidarios de ese criterio, pero tengamos en cuenta que el sintonizador del capítulo 6 sirve solamente para señales monofónicas y eso nos dice que ese tipo de equipo será utilizado en pocas ocasiones o será transformado a breve plazo en el descripto en el capítulo 11, para el cual ya no nos sirve el amplificador que hemos considerado. Entonces, los refinamientos a que hemos hecho referencia quedarán para los equipos para señales FM-MPX.

Amplificador a transistores de 1 Watt

Siempre dentro de los casos de equipos para señales de FM monoaurales, el capítulo 7 nos ofreció un sintonizador transistorizado que trabajaba con 9 Volt de alimentación, cuya fuente eléctrica vimos en la figura 83. Y bien, para ese sintonizador resulta adecuado el amplificador que presentamos en la figura 146. Esa adecuación se apoya en el hecho de que lleva la misma tensión de alimentación y, como consume unos 200 mA, puede hacerse un equipo portátil alimentado a pilas. Y si se quiere alimentación eléctrica, la fuente de la figura 83 puede alimentar al sintonizador y al amplificador en conjunto.

La particularidad del equipo que comentamos es que emplea dos juegos de transistores complementarios AC127-AC152 que son pares NPN-PNP. La etapa de salida es del tipo llamado de simetría complementaria y por lo tanto necesita transistores de polaridad inversa, pero para la excitación pueden usarse o no tipos de polaridad coincidente. En este caso se opto por usarlos complementarios y resultó un diseño simple y eficiente.

Debido a que los transistores de potencia en general son sensibles a los cambios de temperatura ambiente, es común que se dispongan estabilizadores. En este caso se logra estabilizar la polarización de los transistores de salida mediante un resistor NTC, o sea que tiene un coeficiente de temperatura negativo. Al elevarse la temperatura ambiente baja la resistencia y con ello la polarización de bases de Q_3 y Q_4, con lo

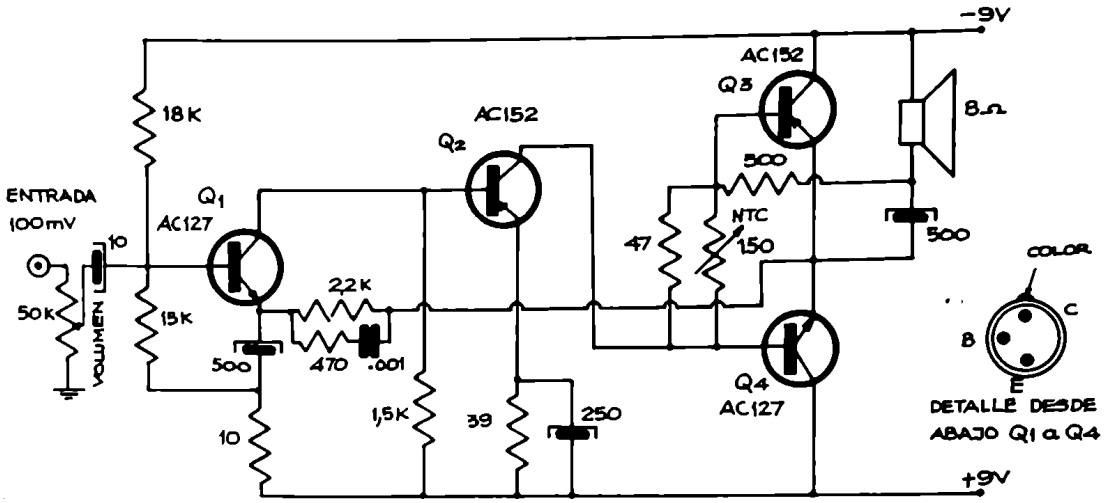


Fig. 146.- Circuito de un amplificador a transistores de 1 Watt de salida.

que se reduce la corriente de colectores y se mantiene el régimen térmico de ellos dentro de sus límites tolerables. Cabe agregar que esos dos transistores deben llevar placas de disipación térmica, de 20 cm^2 cada uno. Si se dispone montarlos sobre un chasis de aluminio, aislando Q_3 mediante una arandela de mica, la disipación se cumplirá. Como estos transistores son de construcción cilíndrica con caja metálica, deben usarse disipadores de aleta envolvente, de las cuales la de Q_4 se asegura directamente al chasis y la de Q_3 se aisla con la arandela de mica que mencionamos antes.

En la figura 146 se aprecia el detalle del código de conexiones de estos transistores visto desde abajo. La pinta de color indica el alambre que corresponde al colector.

La fuente de alimentación para este equipo puede ser la misma que vimos en la figura 83, aunque no se la emplee para el sintonizador. Si se arma el conjunto sobre la placa de aluminio el positivo de la fuente se conecta a ese chasis, y si se usa plaqueta de pertinax habrá una barra ómnibus de masa que se unirá a ese positivo de la fuente.

Amplificador estereofónico a válvulas

En el capítulo 11 tratamos un sintonizador de FM multiplex a válvulas, a cuya salida disponemos de las señales de audio correspondiente a los canales de izquierda y derecha. Allí tenemos que aplicar un amplificador de audio, el cual debe ser, lógicamente, estereofónico. En una primera suposición, admitiremos que el lector quiere aplicar a ese equipo un amplificador a válvulas, por razones que no viene al caso comentar. Lo que no se dará, casi con seguridad, es la aplicación de un amplificador a válvulas para un sintonizador transistorizado.

Así admitida la necesidad de disponer de un proyecto de amplificador estereofónico a válvulas, mostramos el circuito del mismo en la figura 147. Este equipo entrega una potencia de 5 Watt por canal, 10 Watt en total, con una entrada de 300 mV por canal. Tiene cuatro válvulas y se le han incorporado ecualizadores de graves y agudos por absorción, que es el sistema más simple. Presenta como novedad con respecto a los diseños clásicos el montaje ultralineal en la etapa de potencia con válvula única y tiene un fuerte lazo de realimentación negativa.

Como detalle de importancia debemos considerar el tipo de transformadores de salida adecuados para el montaje que se adoptó. Como no se obtienen con facilidad transformadores para etapa simple ultralineal, y como las válvulas 6BQ5 trabajan bien en ese sistema con derivación para pantalla al 50% de las espiras, se emplearon en el proyecto transformadores con primario doble. El UCOA 7555 resultó adecuado, y el secundario del mismo debe conectarse en los puntos 1-4 para parlantes de 3,2 Ohm y en los puntos 8-4 para los de 8 Ohm en bobina móvil. Si el lector tuviera problemas con el transformador de salida sugerimos que emplee tipos simples, conectando en ese caso las pantallas de las 6BQ5 al extremo inferior de los

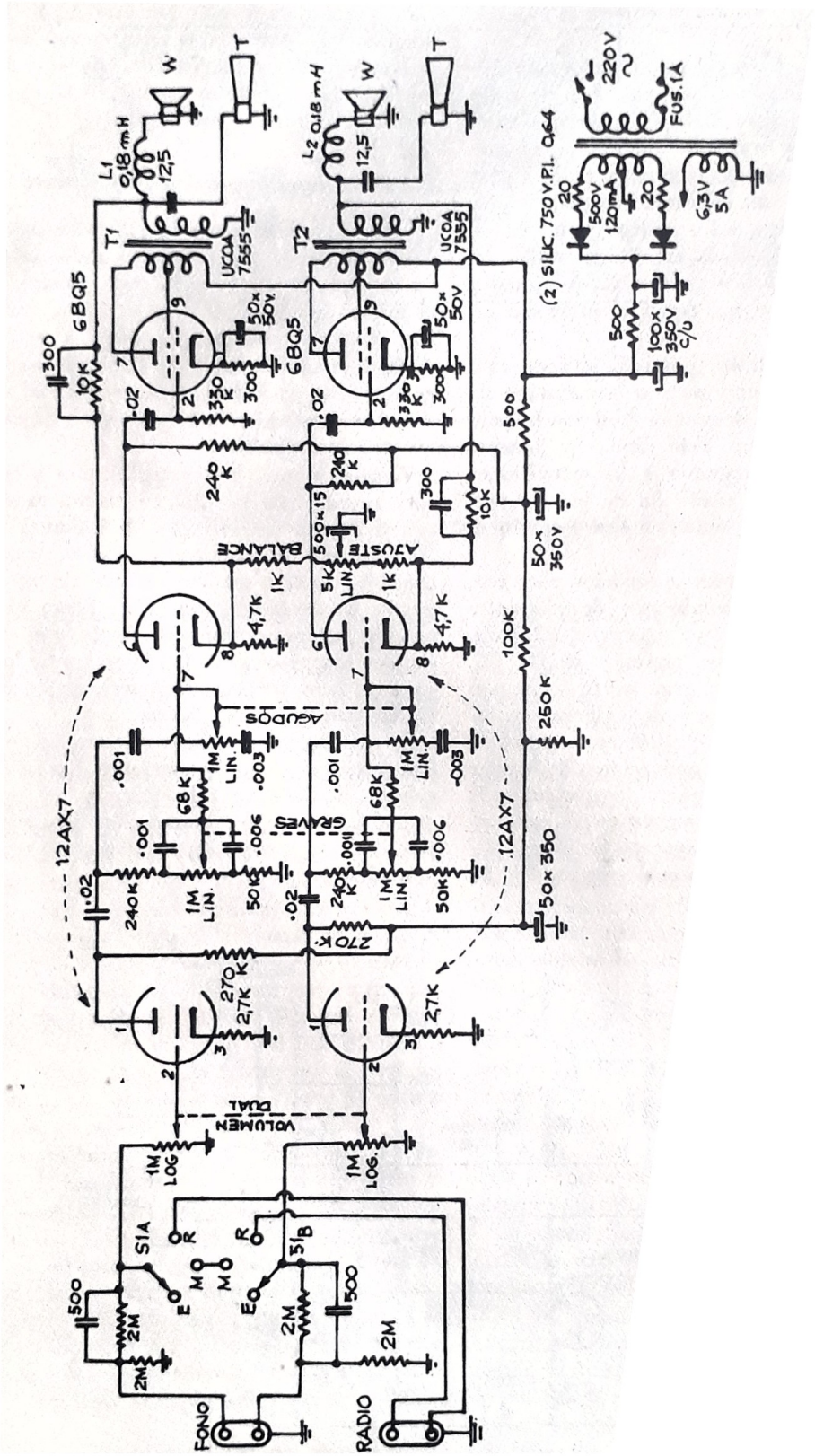


Fig. 147.- Circuito de un amplificador estereofónico a válvulas de 5 + 5 Watt de salida.

primarios; en tal solución se elimina el montaje ultralineal.

La entrada de fono del amplificador está destinada a una bandeja tocadiscos, y la de radio viene del sintonizador multiplex descripto en el capítulo 11. Hay una llave de tres posiciones, para elegir fono estéreo o mono y radio. Como ésta última tiene una selectora que pasa de programas monofónicos a los multiplex, la cual se vio en la figura 129, la entrada de radio del amplificador es de dos canales, lo que pueden quedar separados o no, según el programa recibido.

Hay cuatro controles potenciométricos, uno para el volumen, uno para el ecualizador de graves, otro para el de agudos y el cuarto para el balance de canales. Este último se justifica para adecuar el programa a las condiciones ambientales, pues la ubicación de los dos parlantes puede no ser simétrica con respecto al ambiente.

Un juego de parlantes apropiados para este amplificador puede combinarse de diferentes maneras. Por ejemplo, en la serie de 3,2 Ohm, tenemos el W8WH para graves y el TW3TC, usando dos en paralelo, para agudos, que son unidades UCOA. En la serie de 8 Ohm, tenemos el 812BF para graves y el 4048 para agudos de LEEA. Debido a las denominaciones de Woofer y Tweeter que se usan para los parlantes de graves y agudos, hemos puesto en el esquema las letras W y T respectivamente. En el caso del TW3TC hablamos de colocar dos en paralelo en cada canal porque son tweeters de 8 Ohm y admiten baja potencia; al paralelar dos unidades se corrigen ambos detalles con suficiente aproximación. Los gabinetes para colocar esos parlantes serán tratados más adelante.

Amplificador estereofónico a transistores

Encararemos ahora un amplificador de estado sólido adecuado para el sintonizador descripto en el capítulo 12, si bien, como hemos dicho, el mismo puede servir para el del capítulo 11. Hay muchos proyectos en boga de amplificadores transistorizados, pero habiendo adoptado en este libro la norma de la simplicidad en los diseños, optamos por uno que ofrezca el mínimo de problemas.

Veamos primero el preamplificador adecuado para acondicionar la señal, en sus dos canales, y que incorpora los controles de volumen y los ecualizadores para graves y agudos, todos en comando dual, o sea que se trata de potenciómetros dobles con eje único. La figura 148 nos muestra tal preamplificador. A la entrada un simple interruptor permite cortocircuitar los dos canales para señales monoaurales, quedando abierto para las estereofónicas.

El circuito es lo suficiente claro como para que se necesite hacer aclaraciones. Las salidas se aplican directamente a las entradas del amplificador. La fuente de alimentación debe suministrar 12 Volt, con positivo a chasis y la veremos más adelante.

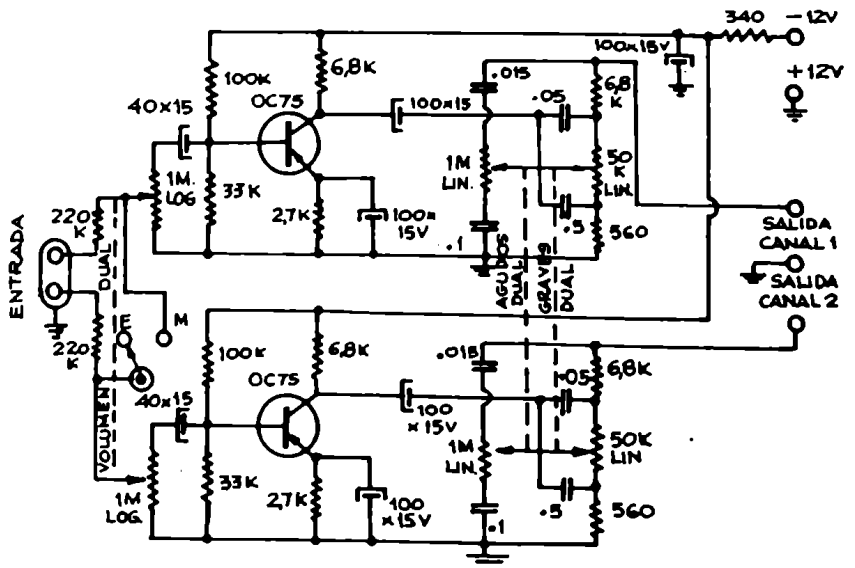


Fig. 148.- Circuito de un preamplificador estereofónico a transistores.

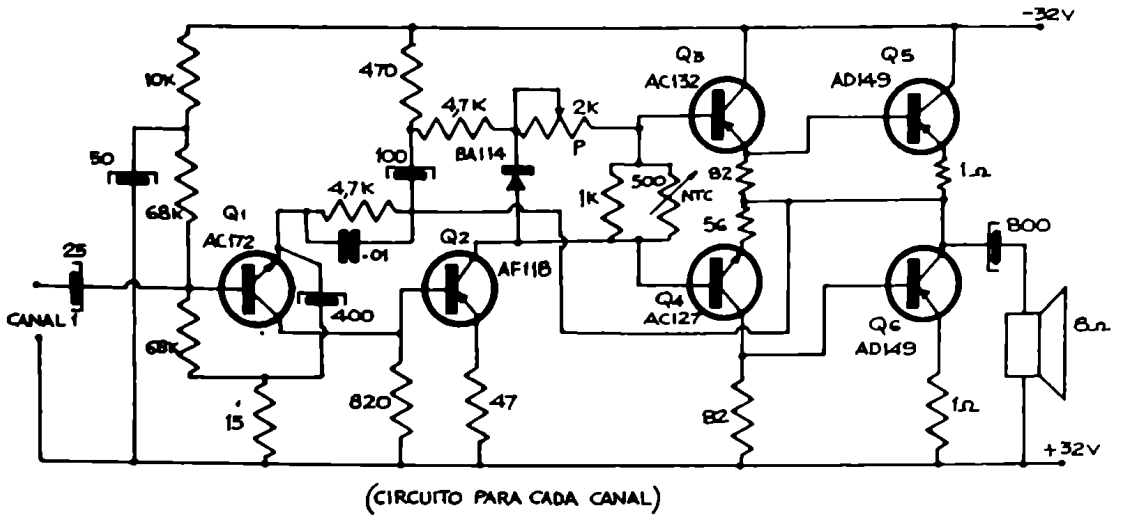


Fig. 149.- Circuito del amplificador a transistores correspondiente a uno de los canales de audio, de 10 Watt de salida.

. El amplificador necesario lo mostramos en la figura 149, advirtiendo que, para simplificar el dibujo, aparece allí solamente un canal. Para la construcción hay que hacer otro esquema igual, al cual se aplicará la salida del canal 2 del preamplificador. Como este amplificador no tiene controles manuales, puede armarse en plaquetas separadas y acoplarlo al pre que es el que tiene los controles de operación. La potencia de salida del amplificador es de 10 Watt por canal. Nótese que, entonces, puede ser usado para sintonizadores monoaurales con el simple expediente de dividir el esquema de la figura 148 por la mitad, y tomar el de la figura 149 sin duplicarlo. En tal caso tendríamos un amplificador monoaural de 10 Watt de salida en lugar del que vimos en la figura 146 que solamente daba 1 Watt. Esta es la razón por la cual no ofrecimos un circuito a transistores de mayor potencia, ya que ahora lo tenemos.

El amplificador final es de contrafase, por lo cual la etapa excitadora debe ser simétrica y complementaria, en este caso, y la forman los transistores Q_3 y Q_4, que excitan en contrafase a los de salida Q_5 y Q_6. Hay un fuerte lazo de realimentación negativa formado por los resistores de 4,7 K, vinculado al colector de Q_1 y el de 15 Ohm en emisor del mismo. El capacitor derivado sobre el primer resistor nombrado sirve para reforzar la realimentación en frecuencias altas.

La etapa de salida tiene una corriente de reposo de 20 mA, la que puede medirse en serie con el colector de Q_5. Para ajustar a ese valor se dispone del potenciómetro P que varía la polarización de los excitadores. En ajuste la corriente de reposo de la etapa excitadora es de 2 mA. El transistor Q_1 tiene una corriente de 0,3 mA y el Q_2 una de 3 mA, todo lo cual puede ser verificado por medición directa.

Hay un diodo BA114, que puede reemplazarse por el IN3754 sin problemas, y que tiene por objeto estabilizar el funcionamiento de la etapa de salida ante variaciones de la temperatura ambiente. En efecto, es sabido que los diodos sólidos presentan la particularidad de que la tensión entre bornes varía con la temperatura a que se los somete, sin variar la corriente que los recorre. Si colocamos ese diodo arrimado a la placa disipadora de los transistores de salida, la temperatura de la chapa hará variar la tensión entre bornes del diodo, y con ello la polarización de base de los transistores excitadores Q_3 y Q_4. Con ello se actúa como si moviéramos el cursor de P, pero la operación es automática y no de ajuste.

La chapa disipadora para la etapa de potencia, a la cual se fijan los transistores Q_5 y Q_6 mediante arandelas de mica, debe tener unos 250 cm^2 para cada canal. En el comercio se encuentran perfiles aleteados de aluminio que tienen la ventaja de ocupar menos espacio que las chapas planas. Recordemos que al disipador de cada canal debemos fijar, arrimado, el diodo estabilizador. A esa acción estabilizadora se agrega la del resistor NTC de 500 Ohm que

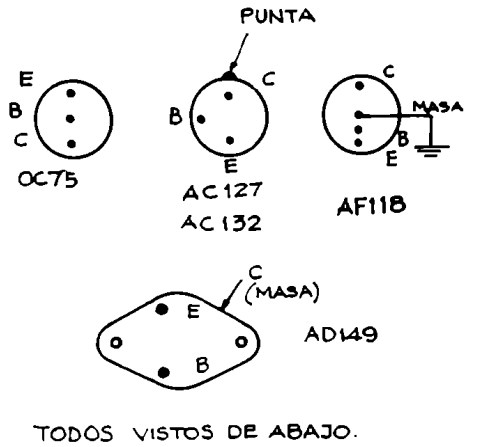


Fig. 150.- Diagrama de las bases de los transistores usados en el amplificador transistorizado.

vemos en el cirucuito de bases de la etapa excitadora.

Es importante conocer el código de conexiones de todos los transistores empleados en el equipo. La figura 150 nos da ese código, con los transistores vistos desde abajo, que es donde salen los alambres de conexión. En el caso del AF 118, hay un alambre unido a la envoltura metálica, para ser conectado a masa. En el caso de los AD149 la carcasa metálica o cuerpo del transistor corresponde al colector; obsérvese que las patas de conexión no están en el eje vertical de la figura, sino más próximas al agujero de fijación de la izquierda.

El parlante es de 8 Ohm de bobina móvil, y puede usarse un juego de parlantes con woofer y tweeter, tal como vimos antes; se lo conecta a través de un capacitor electrolítico de 800 Ohm y aislación para 40 Volt.

Veamos ahora la fuente para el equipo, la que mostramos en la figura 151. Como necesitamos dos tensiones, una de 12 Volt para el preamplificador y otra de 32 Volt para el amplificador en sí, colocamos dos secundarios al transformador y hacemos dos rectificadores. Se ha hablado mucho de la necesidad de fuentes estabilizadas para amplificadores transistorizados y es válido reconocer que es preferible emplearlas en lugar de las fuentes comunes. En plaza se ofrecen fuentes de este tipo con varias tensiones

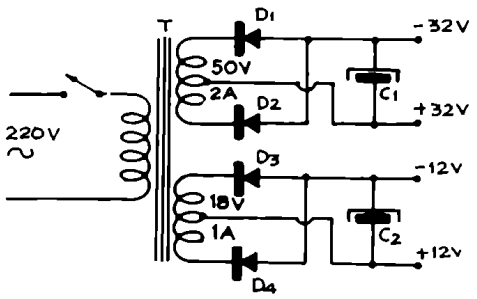


Fig. 151.- Esquema de la fuente de alimentación para el amplificador de 10 + 10 Watt.

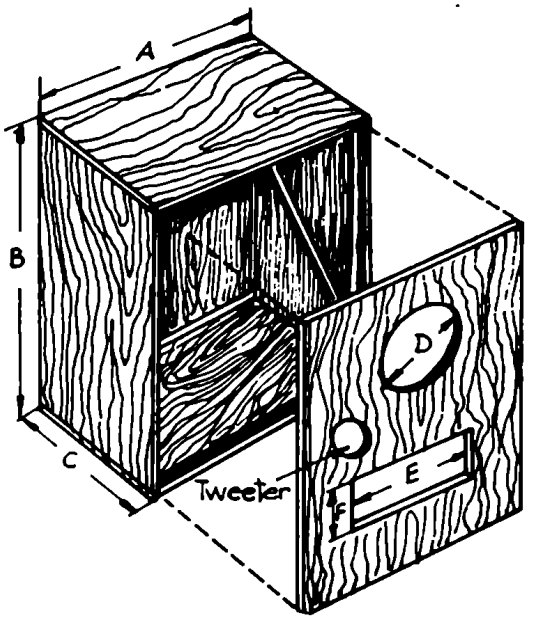


Fig. 152.- Diseño del gabinete reflector de bajos con indicación de las dimensiones.

de salida, de modo que el amigo de las soluciones perfectas puede adoptar ese criterio; pero con la fuente dada el equipo funciona.

Si este equipo amplificador va a ser incorporado en forma permanente al sintonizador del capítulo 12, se puede estudiar la posibilidad de agregar otro bobinado secundario, como el que teníamos en la figura 139 y hacer las tres fuentes en un solo block. Esto lo dejamos librado al criterio del lector, pues muchos prefieren hacer unidades separadas, con fuente propia, para los equipos de esta naturaleza. Eso se debe a que un amplificador con su propia fuente puede ser usado independientemente del sintonizador, para incorporarlo a un equipo sonoro destinado

Dimensiones de reflectores de bajos

Diámetro parlante		Diámetro círculo	Dimensiones de la ventana (cm)			Dimensiones exteriores del gabinete (cm)	
pulg.	cm	cm	A	B	C	E	F
8	20,5	18	45	58	26	23	7,5
10	25,4	22	56	72	32	32	10
12	30,5	27	66	86	37	42	13,5

a un tocadiscos o un grabador. En esos casos se tienen equipos modulares que se conectan e interconectan entre sí, y cada unidad lleva consigo su propia fuente de alimentación.

El conjunto acústico

El parlante para cada amplificador, o el juego de parlantes que corresponde a cada canal, debe colocarse en un gabinete adecuado, según las técnicas de la acústica. En equipos en los cuales se busca primordialmente la calidad del sonido, es indispensable diseñar adecuadamente tales gabinetes.

Hay dos tipos de parlantes en plaza, los comunes y los de compresión. Los primeros tienen un sistema de suspensión mecánica para el cono, mientras que los segundos hacen trabajar

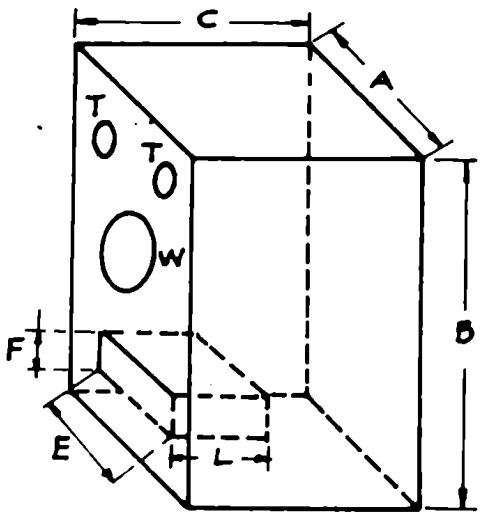


Fig. 153.- El tunel acústico mejora el comportamiento del reflector de bajos.

al aire encerrado en el gabinete como elemento de suspensión mediante la compresión y distensión del mismo. Los gabinetes para uno y otro tipo de parlante son diferentes; en los primeros se debe facilitar la salida de aire interior cuando el cono se desplaza, mientras que en los segundos la salida del aire o no existe o se hace en forma reducida.

Los gabinetes para parlantes comunes adoptan la forma que vemos en la figura 152, y las dimensiones indicadas en el mismo se dan en la tabla adjunta. Las paredes deben hacerse con paneles aglomerados de 2 cm de espesor. El interior del gabinete debe ser forrado totalmente con material absorbente del sonido, como ser planchas de lana de vidrio o de polieter de 3 cm de espesor. Estos gabinetes se denominan comunmente reflectores de bajos, porque esa es su verdadera misión. El tweeter se coloca allí, en el frente, pero como es blindado en su parte posterior no participa del proceso.

Los agujeros se ubican sin muchas condiciones; es usual colocar el agujero para el woofer en el tercio superior y la ventana en el tercio inferior. El agujero para el tweeter puede ir en cualquier lado.

La cualidad reforzadora de tonos bajos se mejora mucho si se incorpora al gabinete un túnel acústico o conducto en la ventana, tal como se ve en la figura 153. La longitud *L* del conducto es más o menos la mitad de la profundidad *C* del gabinete, tomada en su interior. En este dibujo se ha supuesto que hay un woofer y dos tweeter, pues es un montaje muy común. El conducto, lógicamente, está abierto en ambos extremos. Las dimensiones indicadas en la figura 153 se tomarán un 20% menores a las dadas en la tabla; o sea que todas las medidas deben multiplicarse por 0,8. Lógicamente esto vale únicamente para las medidas *A*, *B*, *C*, *E* y *F*.

Los gabinetes para los parlantes de compresión llevan ventanas de menor superficie que las dadas en la tabla o no llevan ventana alguna. En todo caso hay que seguir las instrucciones del fabricante o comprar directamente los parlantes de ese tipo con su propio gabinete, que ofrecen esas fábricas. Ejemplo típico son el MINI-LEEA de la LEEA y el X30 de la UCOA, ambos adecuados para el amplificador que hemos descripto en las figuras 148 y 149.

Es lógico que para amplificadores monofónicos necesitamos un solo conjunto acústico y para los estereofónicos necesitamos dos. Esto último permite ubicar distanciados los reproductores acústicos de cada canal.

Día 14

Algo de lo que trataremos ahora se había anticipado a lo largo del libro en forma reiterada. Es que la técnica avanza a veces para incorporar nuevos principios pero muchas otras para simplificar y abaratar procesos. En el caso de la electrónica, la tendencia actual es ir reemplazando el armado integral realizado por los técnicos en una suerte de prefabricado que entrega la fábrica; el armador completa la tarea interconexionando las diferentes plaquetas, sujetándolas a una caja o a un chasis general y completando el conjunto con los detalles exteriores. Claro, la elección de los componentes le compete y puede combinar diferentes posibilidades. En este libro destinado a la descripción de equipos para FM no podía faltar esta última parte donde en realidad no se arma sino que se conectan secciones armadas. De todos modos, aún en ese caso resultará conveniente haber leído todo lo anterior, para tener un conocimiento cabal sobre el funcionamiento y ajuste de estos equipos.

COMBINADOS MODULARES PARA AM-FM

La tendencia actual en la electrónica es formar los equipos por secciones prearmadas, cada una de las cuales forma un *módulo*. Las secciones o módulos están formadas por plaquetas perforadas que contienen todos los componentes y llevan conexiones hechas con alambres o son circuitos impresos. No hace falta advertir que este tipo de montaje se hizo posible con el advenimiento de los semiconductores y no nació con ellos sino mucho después, hasta alcanzar en la actualidad un grado de desarrollo verdaderamente notable.

También debemos destacar que algunas plaquetas tienen montados los transistores individuales con sus elementos asociados, mientras que otras contienen *circuitos integrados*, es decir bloques formados por verdaderas secciones de circuito con sus transistores, diodos y algunos otros elementos formando un estado sólido perfecto; de su masa compacta sale una cantidad de terminales para conectarlos al resto del circuito. Claro, una falla interna de uno de los elementos obliga al recambio de todo el bloque, pues no son reparables; pero este hecho no amilana a sus defensores, ya que la cantidad de fallas según información estadística, no es de importancia.

En nuestro medio ya se encuentran plaquetas modulares para armar receptores de FM y suelen combinarse con las que corresponden a la recepción de AM para disponer de receptores con las dos bandas de sintonía. Esas combinaciones no usan el sistema de la figura 107, que hace trabajar a los transistores en los dos canales, el de AM y el de FM, pues se ha preferido evitar los problemas y usar circuitos completamente independientes. Entonces debemos describir algunas de las soluciones que encontraremos en la práctica sin que ello signifique dejar de lado todo lo que hemos dicho hasta aquí, pues siempre habrá quienes deseen armarse *todo* el circuito de FM y además, para una buena realización de un conjunto modular es muy conveniente conocer al detalle cómo se comporta cada sección y cómo se ajusta, para retocar la calibración que dichas unidades traen de fábrica.

Subdivisión modular

Si pensáramos subidividir un sintonizador de FM en secciones no haríamos otra cosa que lo que presentamos en los capítulos anteriores, donde la subdivisión obedeció a razones didácticas. Bien, las unidades modulares utilizan el mismo tipo de agrupamiento y en la figura 154 podemos ver un diagrama en bloques que indica la subdivisión modular más corriente. Tenemos allí dos partes bien definidas: la sección de FM y la de AM. Puede usarse una sola perilla de

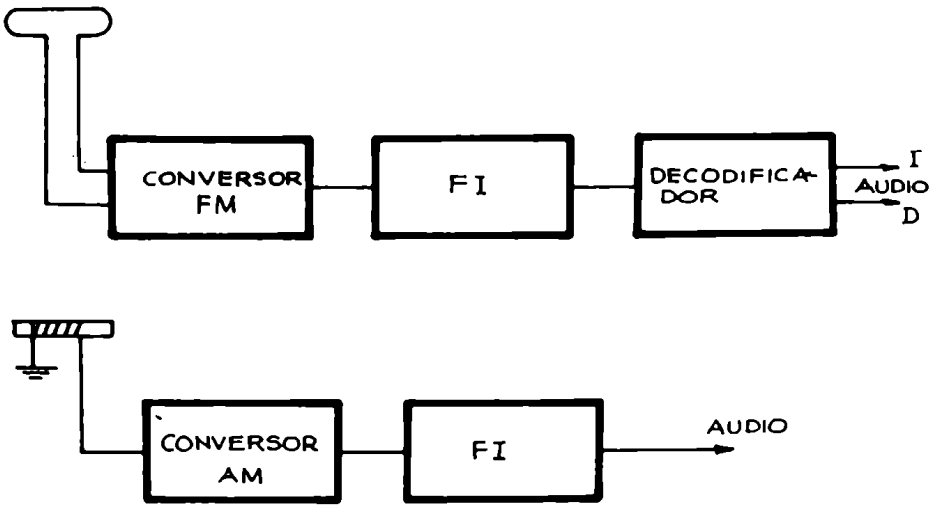


Fig. 154.- Esquema en bloques de un conjunto modular para AM y FM.

sintonía que accione simultáneamente los dos capacitores variables, pero los conversores son independientes. Las salidas de audio son, para FM dos bornes, pues hay señales del sistema multiplex estereofónico, y para AM una sola. La llave que conmuta AM y FM se encarga de conmutar también esas salidas para enviar al amplificador de audio sólo la que interesa.

El hecho de que en la práctica se haya adoptado el dial único para las dos bandas no significa que el lector no pueda colocar dos diales, uno para AM y otro para FM, cada uno con su perilla de accionamiento; pero entendemos que la perilla única es una solución más cómoda y se la encuentra ya adoptada en muchos equipos. Finalmente toda la cuestión se resuelve haciendo pasar el piolín de accionamiento por los dos tambores, uno en cada capacitor de sintonía; dichos tambores, lógicamente, serán iguales y giran 180° para el recorrido total de la aguja del dial. Además, existen conversores comerciales con tandem que tienen secciones disponibles para AM y entonces hay un solo tambor con una sola perilla de sintonía.

Volviendo a la figura 154, diremos que falta agregar allí el amplificador de audio, el cual debe ser doble, por necesitarse un equipo estereofónico. Sobre este asunto no hay problemas que no sean los de la elección, ya que actualmente se dispone de amplificadores modulares de una gran variedad de marcas y modelos. Algunos circuitos pertenecen a los fabricantes de transistores (SIEMENS, FAPESA, RCA, TEXAS, etc) otros son diseños independientes de los fabricantes de unidades modulares amplificadoras y también puede recurrirse a los *kits* de amplificadores que se encuentran en plaza; estos últimos son conjuntos de elementos que encontramos en las casas del ramo y que vienen con su correspondiente circuito e instrucciones para el ajuste.

Y falta mencionar lo que no aparece en la figura 154, que es la fuente de alimentación. Sobre esto hay que aclarar que todavía no se ha logrado una uniformidad en las tensiones de alimentación de las diferentes plaquetas modulares. En efecto, los transistores empleados en las mismas requieren ditintas cifras y hasta distinta polaridad en las tensiones de alimentación. Luego, al enfrentar en un mismo circuito los diferentes módulos nos encontramos con que necesitamos, por ejemplo, 9 V para una plaqueta, 15 V para otra y 27 V para la tercera. Y si incorporamos el amplificador de audio, el mismo requiere tensiones generalmente mayores, según la potencia que necesitemos, siendo comunes tensiones de valores comprendidos entre 30 y 60 Volt.

Como no podemos uniformar esas cifras y como no sería lógico que se eligieran las unidades por la cifra de tensión, dejando de lado factores de real importancia, nos encontramos con que necesitamos una fuente que suministre diferentes tensiones. Eso no constituye un problema, pues se dispone de tales fuente y cuando en el comercio se ofrece un *kit* determinado, se incluye la fuente para el conjunto.

Aquí conviene destacar un detalle que ha adquirido importancia por razones circunstanciales. El sintonizador de FM o la combinación

sintonizadora AM-FM forma un conjunto y el amplificador de audio forma otro conjunto, lo que quiere decir que usualmente cada uno de ellos tendrá su gabinete. Inclusive se encuentran en el comercio equipos hechos, agrupados de esa manera. Una elemental razón de estética hace que se haya tratado de que ambos gabinetes sean iguales, para colocarlos apareados o encimados en la mesa del usuario. Pero, también puede colocarse dentro del gabinete del sintonizador al amplificador y esta sería la segunda solución que también se la encuentra en algunos equipos hechos de origen comercial.

Las diferencias no son de tipo teórico, ya que el funcionamiento de cada sección no depende de la ubicación en el gabinete; pero, las unidades separadas suelen llevar cada una su fuente de alimentación, mientras que si colocamos en un mismo gabinete ambas unidades, se prefiere una sola fuente. También será necesario contemplar la ubicación de una muy diferente cantidad de controles en el frente del aparato.

No podemos abrir juicio sobre la adopción de una u otra solución puesto que no se trata de un problema técnico sino estético, de espacio o de existencia en plaza; esto último porque circunstancialmente existen unos conjuntos y otros no. Es fácil suponer que colocando todo dentro de un gabinete único, habrá que tener en cuenta la mayor cantidad de calor que se produce en su interior, especialmente en el amplificador de audio donde están los disipadores de los transistores de potencia. Por alguna razón se encuentran en la plaza mayor cantidad de equipos que usan la primera solución, o sea que tendremos en gabinetes separados el sintonizador y el amplificador; no puede negarse que esta variante confiere al equipo mayor flexibilidad.

Conversores armados

En capítulos anteriores hemos descripto diversos conversores para FM que utilizaban componentes de fabricación nacional; de hecho, los componentes de importancia en un conversor son el tandem y las bobinas. También se encuentran conversores ya armados para formar conjuntos modulares y todo el problema queda radicado en la compatibilidad entre ellos y las plaquetas de FI o, en los casos de conversores con tandem apto para AM y FM, la compatibilidad con las dos plaquetas de FI.

Esa compatibilidad estriba en la interconexión entre módulos, ya que la diferencia entre la polaridad o la cifra de tensión necesaria no es problema. Pero, si el sintonizador requiere tensión de control para el CAF y CAG, por ejemplo, la plaqueta de FI debe suministrar esas tensiones o habrá que hacerle modificaciones para que las entregue. Actualmente se dispone en plaza de conversores SAN-ESU para FM en cuatro modelos; veamos sus características.

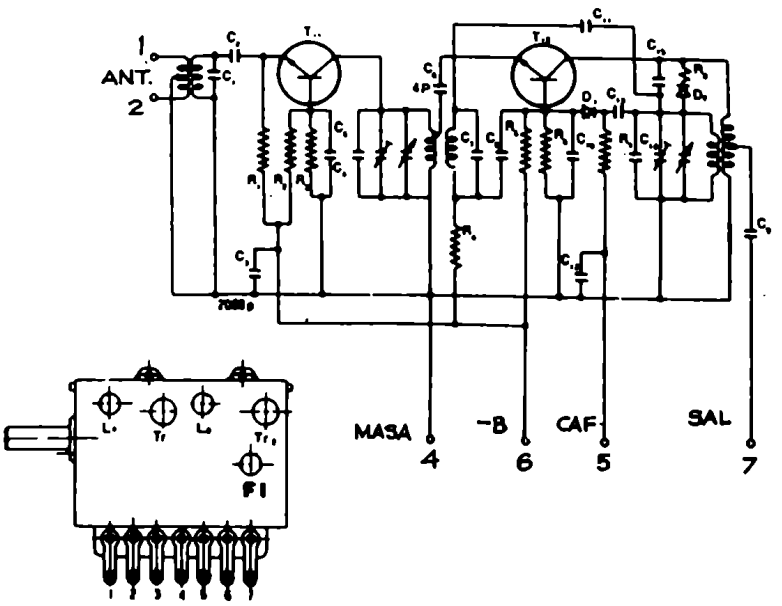


Fig. 155.- Circuito interno del conversor modelo FT400 de la SAN-ESU.

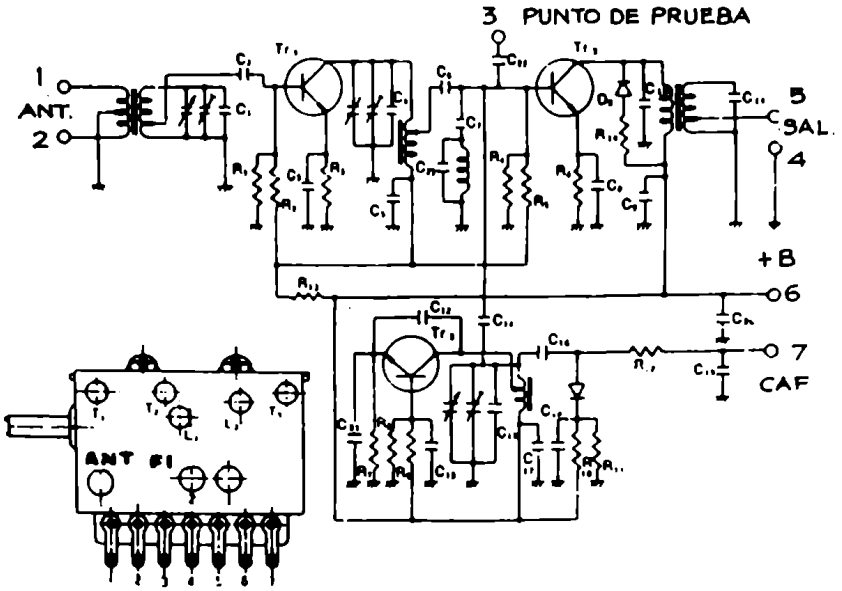


Fig. 156.- Circuito interno del conversor modelo RT130 de la SAN-ESU.

El modelo FT400 se ilustra en la figura 155. Tiene dos transistores y funciona con 6 Volt. No lleva conexión para CAG ni CAF y debido a su escaso rechazo de frecuencia imagen se considera que es apto para señales de FM monoaurales únicamente. Como tienen tandem con secciones de 323 pF para AM, podrán elegirse bobinas adecuadas para incorporar esa banda al conversor que será así de sintonía monocontrol. Si se trata de formar un conjunto modular para FM MPX este modelo no es recomendable.

El modelo RT130 se ve en la figura 156. Consta de tres transistores, o sea que tiene oscilador separado y funciona con 9 V. Está prevista la entrada de tensión de control para el CAF pues tiene un diodo varactor (figura 100); en cambio no tiene entrada de tensión para CAG. Las secciones para AM del tandem son

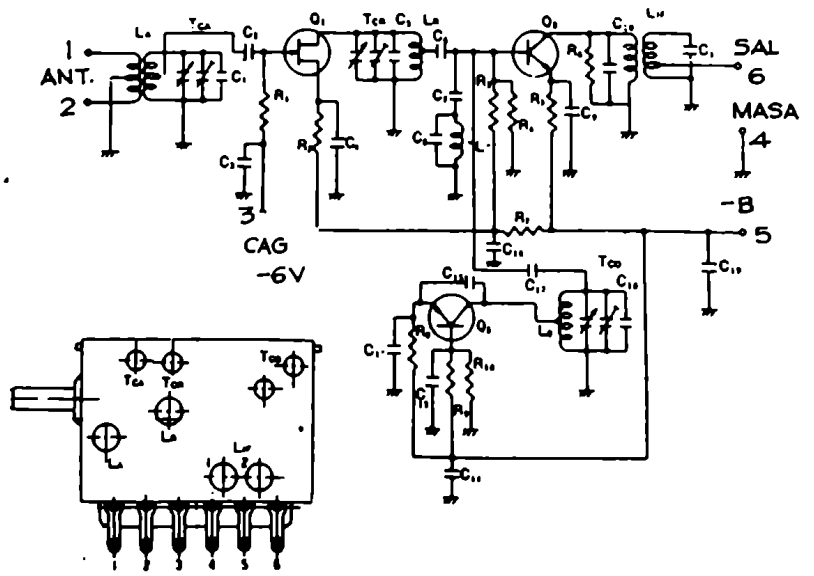


Fig. 157.- Circuito interno del conversor modelo FT100 de la SAN-ESU.

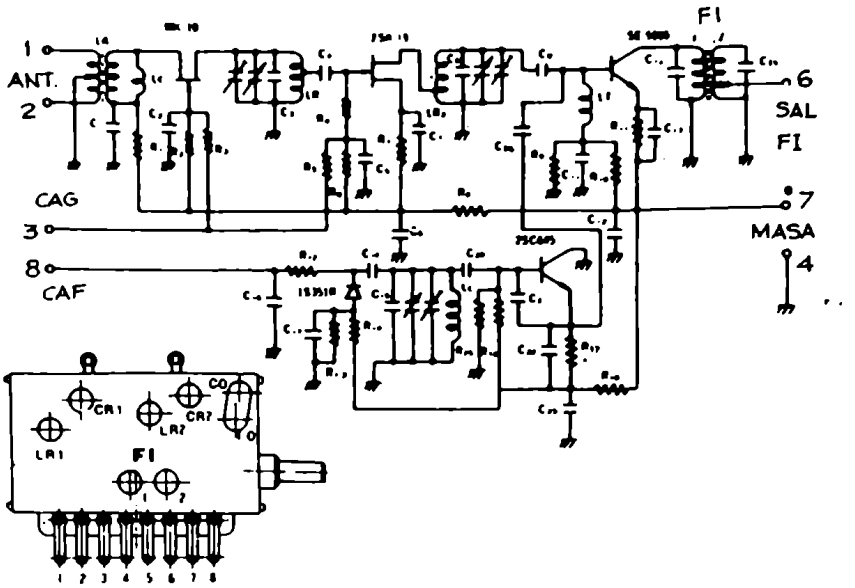


Fig. 158.- Circuito interno del conversor modelo FT4000 de la SAN- ESU.

iguales a las del modelo anterior. Debido a su rechazo de frecuencia imagen, que es doble que el modelo FT400, este conversor resulta apto para FM-MPX y es el más usado entre los que provee esta marca.

El modelo FT100 tiene un transistor de efecto de campo como amplificador de entrada, más dos transistores para la función osciladora y conversora. Tiene entrada de tensión de control para el CAG pero no para CAF. Si bien este modelo es de mejor perfomance que el FT400, no se lo utiliza para FM estéreo por la falta de aplicación del CAF que en los sistemas MPX resulta muy necesario. Puede considerárselo como un buen conversor para FM monoaural y puede usarse en combinados para AM pues su tandem tiene secciones de 323 pF. Funciona con 9 V.

Y finalmente, el modelo FT4000 es el más completo de todos los de esta marca; tiene dos transistores de efecto de campo y dos comunes, tiene entrada para CAG y CAF y presenta condiciones de funcionamiento que superan al RT130. Funciona también con 9 V. Puede ser considerado ideal para equipos de FM multiplex, pero como la existencia en plaza no es regular, muchas veces se emplea el RT130 que ofrece un rendimiento comparable. Con respecto a la combinación con circuito de AM, el FT4000 es igual a los otros modelos.

En resumen, tenemos dos modelos para FM monoaural combinada con AM; el FT400 como económico y el FT100 como más completo y de mejor rendimiento. Para FM estéreo tenemos el modelo FT4000 considerado el más completo de todos y el RT130 que es el más usado por tener un rendimiento muy aceptable. Se lo encuentra en una gran parte de los *kits* que se ofrecen en plaza; inclusive algunos oferentes lo entregan totalmente calibrado, listo para su uso. La compatibilidad con las plaquetas de FI deberá ser analizada en cada caso o, si se compra un *kit*, la resolvió el vendedor del mismo.

Plaquetas de FI

El conversor nos entrega una señal de FI de 10,7 MHz que debe aplicarse a un amplificador de varias etapas que termina en un demodulador para entregar finalmente la señal de audio o la señal compuesta del sistema MPX. Esta sección modular del equipo de FM forma una plaqueta que contiene todos los elementos y que, además de las entradas y salidas mencionadas, debe suministrar también las tensiones para el CAG y el CAF si el conversor las requiere.

La plaqueta de FI puede armarla el lector según el circuito de la figura 136 o adquirirla ya hecha. Entre las prefabricadas tenemos dos tipos: las que usan bobinas y transistores individuales y las que emplean circuitos integrados. Entre las primeras tenemos por ejemplo la TOPECO, de la que nos ocuparemos más

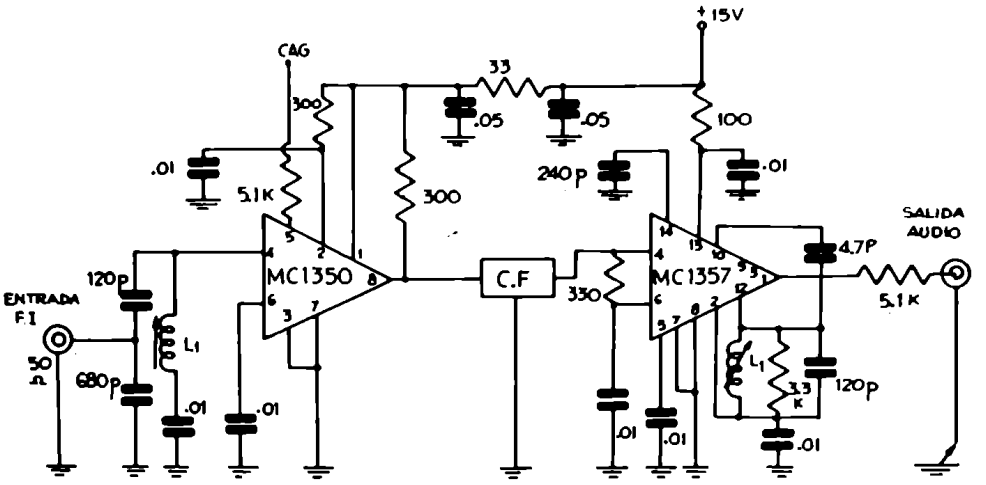


Fig. 159.- Circuito interno de la plaqueta de FI MOTOROLA (Información Boris Garfunkel).

adelante al presentar un conjunto modular completo de factura local. Entre las segundas tenemos la MOTOROLA, cuyo circuito interno vemos en la figura 159.

Esta plaqueta tiene dos circuitos integrados, el MC1350 y el MC1357. Usa una tensión de 15 Volt y dispone de salida para la tensión del CAG que requieren algunos conversores. Para disponer de la tensión de control de CAF, puede tomarse del punto de salida de audio, tal como lo vimos en la figura 136, donde el punto de toma era el indicado como punto C.

La disposición de los elementos en la plaqueta se ve en la figura 160. El rectángulo marcado en la figura 159 como CF es un filtro de FI de 10,7 MHz que vemos ahora en la figura 160. La unidad se entrega precalibrada y algunas veces puede ser necesario un ligero retoque de núcleos, lo que debe hacerse con ayuda de un generador de señales, tal como fue explicado para la figura 85, 136, etc. Inclusive, sin el generador y en presencia de señal, pueden retocarse con cuidado los núcleos de las bobinas hasta obtener máxima señal de salida.

Plaquetas del decodificador

La señal resultante de la plaqueta de FI es la señal compuesta que debe aplicarse al decodificador. Si la emisora irradió una señal monoaural, esa señal compuesta será simplemente la de audio, pero ya sabemos que eso se resuelve en el decodificador, bien en forma automática, si el circuito tiene esa clase de compatibilidad, como era el caso de la figura 137, o bien mediante una llave selectora que permite pasar de señales mono a estéreo y viceversa.

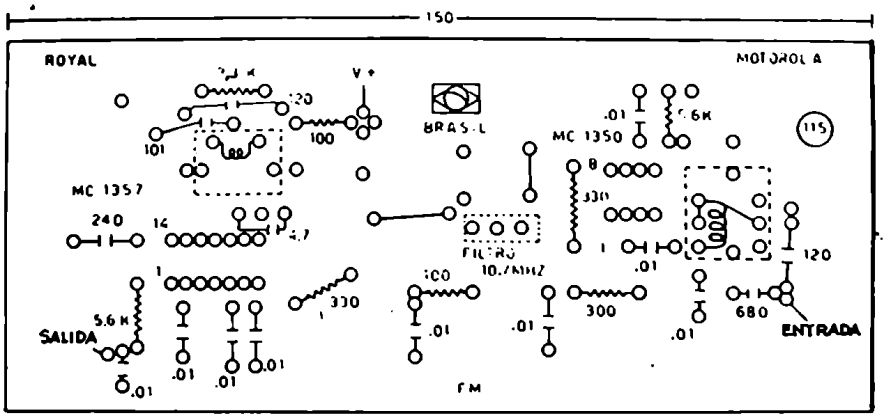


Fig. 160.- Disposición de los componentes sobre la plaqueta de la figura 159.

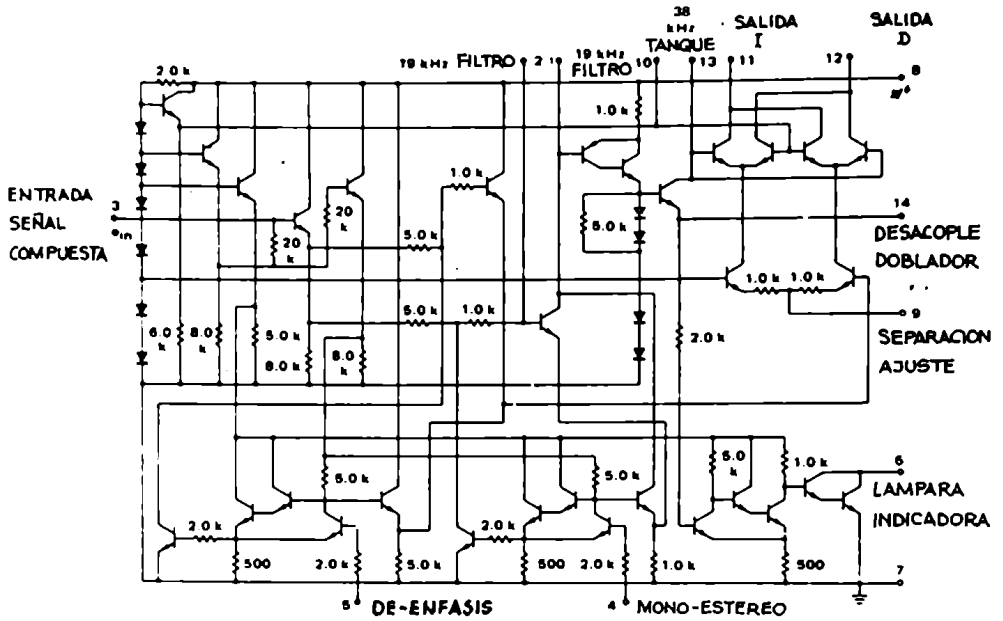


Fig. 161.- Esquema interno del circuito integrado MC1305 MOTOROLA empleado en el decodificador para FM (Información Boris Garfunkel).

Existen en plaza plaquetas con el decodificador completo, que reciben la señal que sale de la FI y entregan las dos señales de audio listas para ser enviadas al amplificador de audio. Como en el caso de la FI, hay plaquetas con elementos unitarios y hay otras que emplean circuitos integrados. De entre las que usan elementos unitarios mencionaremos la TOPECO 3011 y entre las que usan circuitos integrados tenemos la que usa el MOTOROLA. Como la primera será mencionada al describir un conjunto modular completo, veamos ahora la mencionada en segundo término.

La MOTOROLA tiene circuitos integrados que configuran los elementos esenciales de un decodificador, formando bloques sólidos con terminales para ser conectados al resto del circuito. Se trata de los CI N° 1304 y 1305, muy similares entre sí, de los que encontramos en nuestro medio el segundo. El circuito interno del mismo se muestra en la figura 161. Tiene una gran cantidad de transistores y diodos integrando el bloque.

La plaqueta que contiene este circuito integrado, armada en nuestra plaza responde al circuito de aplicación que se muestra en la figura

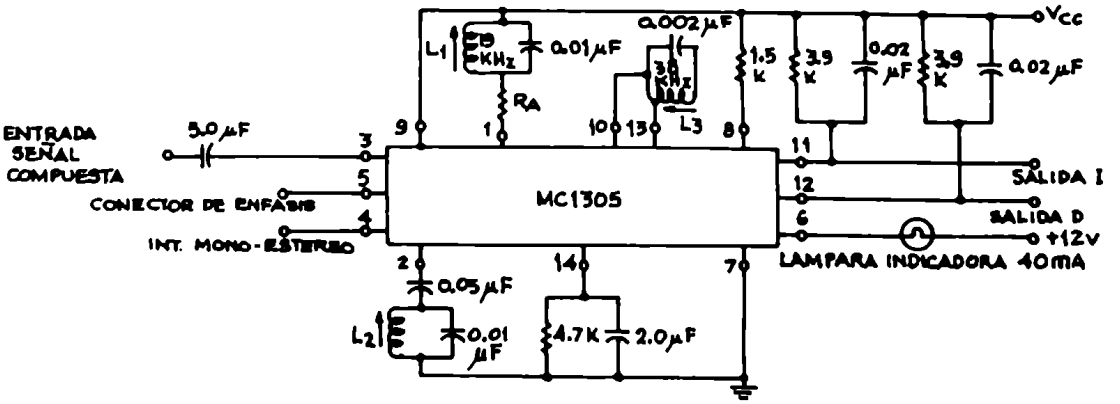


Fig. 162.- Esquema del decodificador que emplea el circuito integrado MC1305. (Información Boris Garfunkel).

162, suministrado por la MOTOROLA. La conexión para el ajuste de separación de canales, punto 9 del circuito integrado, que usualmente lleva un potenciómetro, en este caso se ha re-

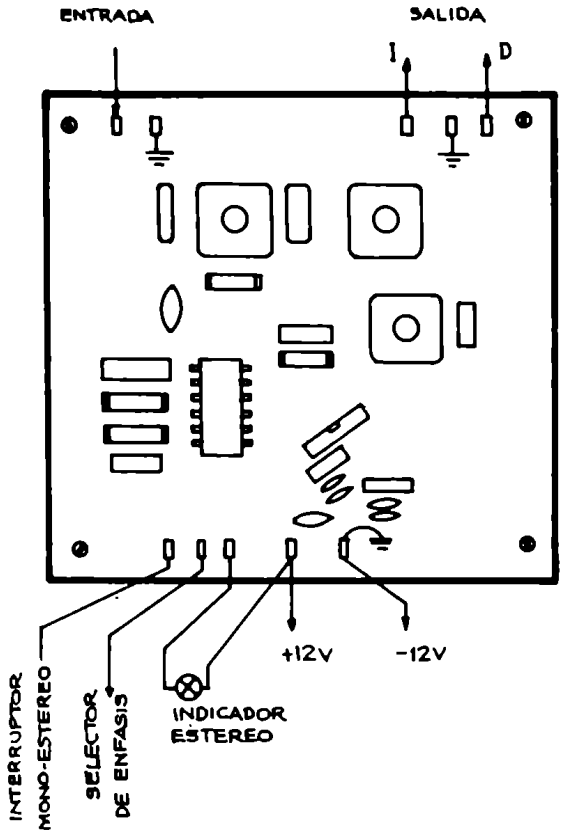


Fig. 163.- Disposición de componentes y conexiones externas de la plaqueta de la figura 162.

suelto dentro de la plaqueta con un resistor fijo, ajustado en laboratorio. El punto 5 corresponde a una simple llave que conecta o no el circuito de de-énfasis y el punto 4 va a un interruptor que oficia de selector mono-estéreo. La lámpara indicadora de señal MPX se conecta entre el punto 6 y el positivo de 12 Volt, que es la tensión para todo el circuito.

A fin de mostrar el conjunto en la forma como se lo obtiene en plaza, la figura 163 muestra la plaqueta terminada, con las bobinas colocadas y los terminales para conectarla al resto del equipo, en sus posiciones reales. Es de hacer notar que esta plaqueta se obtiene calibrada de fábrica, si bien puede ser objeto de pequeños retoques según la técnica explicada para la figura 137.

Completando el conjunto

Hemos hablado del conversor, de la plaqueta de FI y del decodificador; sabemos además que existen conversores y plaquetas de FI para AM, que cubren la banda de 550 a 1600 KHz. Algunos conversores tienen un tandem con secciones adicionales para AM, en cuyo caso se simplifica el problema de la doble sintonía, ya que hay un solo tambor de dial y la única perilla de comando se aplica a ese tambor mediante comando directo o mediante un piolín. Si no se dispone de ese tipo de sintonizador se arma uno común de AM y se colocan en ambos conversores tambores iguales, haciendo pasar por ambos el piolín que es accionado por la perilla de monocomando.

Dispondremos entonces de dos plaquetas de FI, una para FM y otra para AM; la llave que pasa de AM a FM se encargará de conmutar la salida de audio de ambas plaquetas y cortará la alimentación del conversor y canal de FI que no trabaje, en cada caso.

En plaza se consiguen chasis para ubicar todas las plaquetas y gabinetes para colocar en su interior todo el conjunto. La fuente deberá suministrar las tensiones adecuadas a cada una de las plaquetas. Por ejemplo, supongamos que adoptamos un conjunto que se integre con el sintonizador RT130, la plaqueta de FI MOTOROLA para FM y la TOPECO para AM, el decodificador de la figura 163, dejando el amplificador de audio aparte. Necesitamos 9 V positivos para el conversor, 15 V positivos para la FI de FM, 9 V negativos para la FI de AM y 12 V positivos para el decodificador. Esto de positivo y negativo se refiere a la polaridad que va aislada del chasis general. La fuente que debemos adquirir tendrá 15 Volt como tensión máxima.

Veamos esto en detalle; la figura 164 muestra las conexiones de esa fuente, que tiene derivaciones para 12 y para 9 Volt. Pero hay que hacer una salvedad y es que la plaqueta de FI para AM requiere una tensión negativa de 9 Volt en su terminal de alimentación y el positivo de 9 V en su terminal de masa. Como la fuente no presenta una tensión negativa aislada de masa, conectaremos esa plaqueta al revés de lo usual, es decir que enviaremos a masa su punto de alimentación, que corresponde a –9V y conectaremos el punto +9V de la fuente al terminal de masa de la plaqueta. Como las plaquetas son de material aislante, estas inversiones de polaridad son posibles y muy frecuentes en

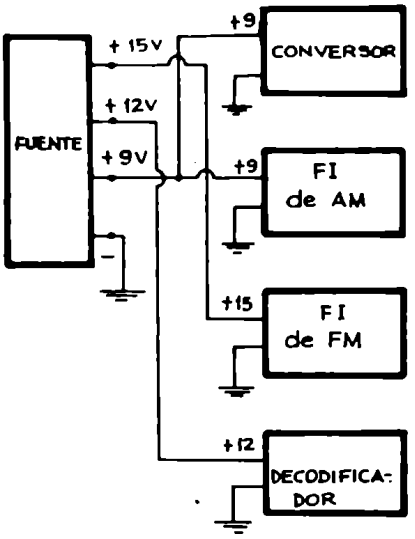


Fig. 164.- Forma cómo se dispondría la fuente para el conjunto modular.

la práctica; si se presenta algún problema de retorno de señal por masa, puede derivarse entre los puntos + y – de la plaqueta un capacitor adecuado para que presente baja impedancia a la frecuencia de las señales actuantes. Por ejemplo, para señales de RF se colocará 0,001 μF y para audio 0,1 μF.

Finalmente haremos una referencia a la escala del dial para el sintonizador. Existen diales para la banda de AM solamente y actualmente hay para las dos bandas, AM y FM. Si no se consiguen o el aspecto no agrada al constructor del equipo, puede improvisar un dial según las indicaciones que se ha hecho en capítulos anteriores. Pero si utiliza alguno de los conversores de las figuras 155 a 158 su tarea se verá simplificada pues la fábrica de los mismos suministra las indicaciones necesarias para trazar las marcaciones en la banda de FM, las cuales se dan en la figura 165; quedan vinculados allí los ángulos de giro del tambor con las frecuencias de la banda.

Un conjunto modular AM-FM TOPECO

Hemos dicho anteriormente que se encuentran en el mercado conjuntos completos para armar sintonizadores de FM, a los cuales, como es sabido, se les da el nombre de *kits*. Sería imposible mantener al día una descripción de los *kits* existentes, por la aparición constante de nuevos modelos, pero para el lector que ha llegado a esta altura del libro, o sea que ya conoce la técnica del sintonizador de FM, la diferencia entre uno y otro conjunto es siempre pequeña y la elección la hará atendiendo al prestigio del fabricante o a razones de índole circunstancial.

Para incluir uno de esos casos hemos elegido el que primero apareció en nuestro mercado, fabricado por TOPECO, cuyo esquema general se ve en la figura 166. Se trata de una combinación AM-FM con salida de audio para ser aplicada a un amplificador estereofónico. Cada rectángulo rayado representa una plaqueta con una de las secciones del equipo y así tenemos el sintonizador de FM, el canal de FI de FM, el decodificador; el sintonizador de AM, el canal de FI de AM y la fuente de alimentación. Aclaremos que el conversor de AM tiene aparte sólo la bobina de antena (ferrita) pues la oscilladora está en la plaqueta de FI y el sintonizador de FM tiene tandem con secciones para AM que deberemos conectar a la bobina de antena y a la plaqueta de FI en la forma que indica el esquema.

El acoplamiento entre plaquetas y al amplificador de audio se hace en algunos casos en forma directa y en otros se intercalan transistores de adaptación de impedancias; no suministran ganancia sino simplemente realizan una función adaptadora. Es el caso del acoplamiento entre el demodulador de FM que está al final de la plaqueta de FI y el decodificador y entre las salidas de éste y el amplificador de audio, donde se han intercalado transistores de ganancia unitaria como adaptadores.

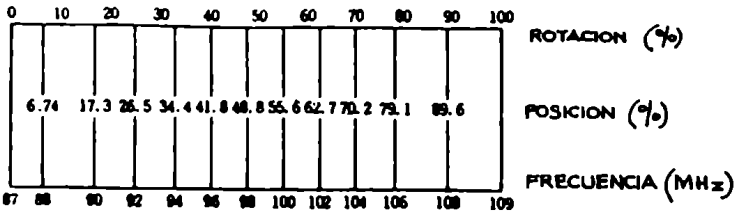


Fig. 165.- Correspondencia entre ángulos de giro y frecuencias de sintonía en los sintonizadores SAN-ESU.

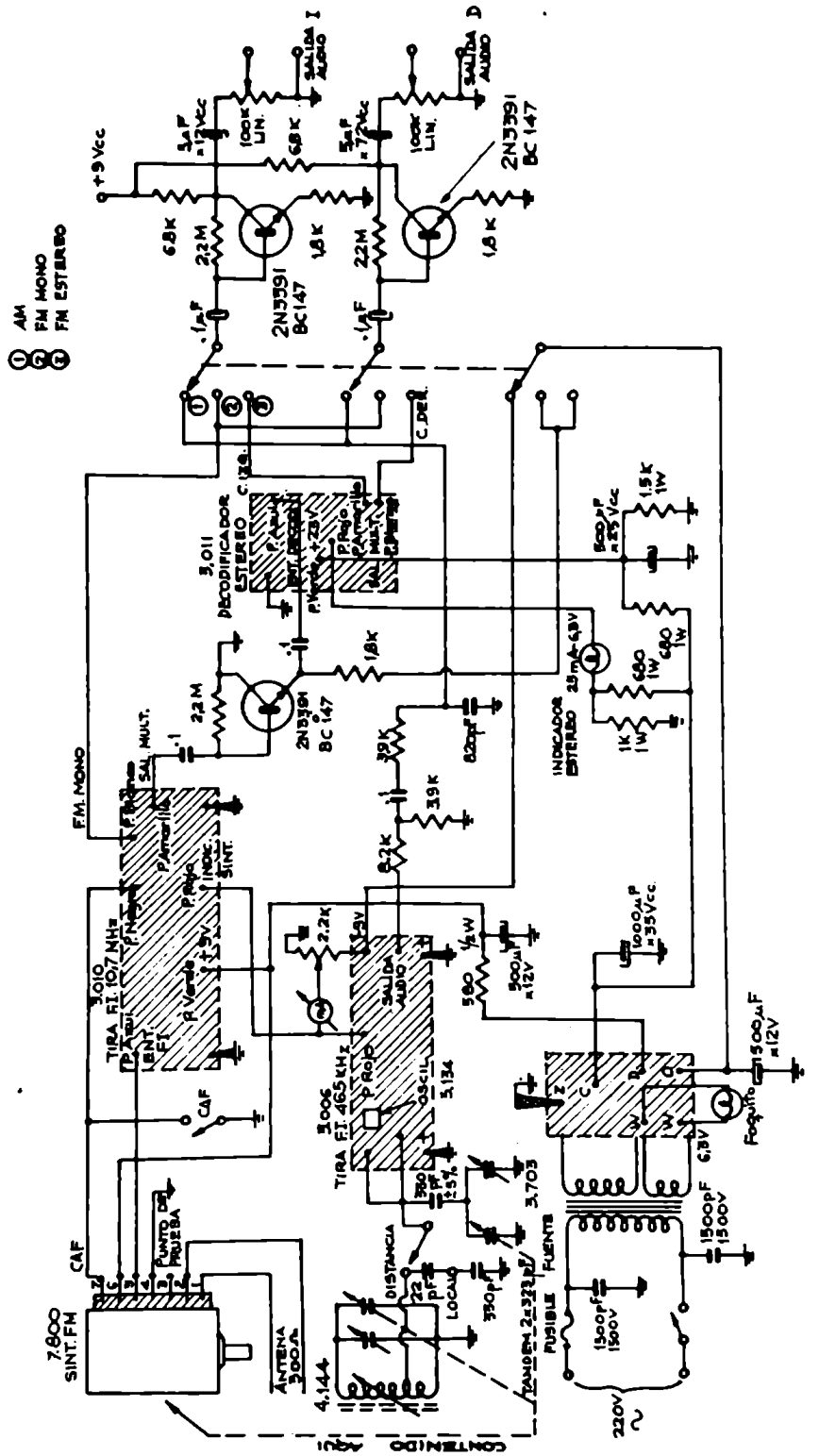


Fig. 166.- Diagrama general de un conjunto modular AM-FM TOPECO.

Hay tres indicadores a conectar. Uno es un instrumento que viene con el *kit* y que oficia de indicador de sintonía (mA en la figura); otro es un foquito que se conecta a la fuente y que simplemente acusa el encendido del equipo; y el tercero es el foquito indicador de señales estéreo, que va conectado al decodificador y que conocemos por las explicaciones dadas para la figura 113.

Hay cinco comandos en el equipo. Uno es el interruptor general que se encuentra en el primario del transformador de la fuente; otro es el selector de operación y que permite sintonizar programas de AM, FM mono y FM estéreo, estos últimos cuando existen, cosa indicada por la lamparita; el tercero es el comando del dial o perilla de sintonía; el cuarto es una llave local-distancia que reduce la sensibilidad del conversor de AM para estaciones locales muy potentes. Este control puede ser ubicado en la parte posterior del gabinete pues no es de accionamiento frecuente. Y llegamos al quinto control, que es un interruptor del CAF en el canal de FM; su objeto es facilitar la sintonía pues con la acción de ese control una estación muy potente ocupa una franja ancha en el dial. Entonces, interrumpiendo la acción del CAF se hace sintonía y luego se cierra nuevamente la llave de CAF.

A la salida del equipo, costado derecho de la figura 166, aparecen dos potenciómetros cuya inclusión no es indispensable. Si el amplificador tiene control de volumen, parecería que no son necesarios, pero puede ocurrir que el nivel de salida del sintonizador sea excesivo para el requerimiento de entrada del amplificador que se use. En tal caso, esos potenciómetros permiten ser usados como divisores de tensión y aplicar al amplificador el nivel máximo de señal que tolera. Como este problema presenta datos conocidos cuando se ha elegido el amplificador, no podemos dar normas precisas al respecto. Si se los coloca como simples divisores, no llevan perilla en el panel.

La fuente suministra todas las tensiones necesarias con las polaridades correctas, las que se indican en cada plaqueta. Estas deben ser conectadas al chasis general mediante trozos de malla de blindaje, para asegurar una buena masa. Obsérvese que a veces va a masa el negativo y otras veces el positivo.

Al *kit* que estamos describiendo se lo encuentra con chasis, dial y gabinete, de modo que con las instrucciones que acompañan al equipo el lector no tendrá ninguna dificultad si opta por armarse el sintonizador AM-FM semiarmado. Si ocurriera que la calibración que se ofrece terminada fuera un poco deficiente, puede ser retocada según las indicaciones que conocemos por haberlas dado en capítulos anteriores.

Otros *kits* de plaza también traen sus propias instrucciones acerca del armado, disposición de secciones y algunos incluyen datos sobre retoques a la calibración. Pero siempre habrá aficionados que prefieren adquirir los elementos sueltos y armar parte por parte su equipo. Para ellos están los capítulos anteriores. si bien, tal como hemos dicho, el conocimiento cabal de las modalidades de la FM tanto monoaural como estéreo es necesario para proyectar, armar y ajustar correctamente un equipo de esta naturaleza.

El conjunto modular AM-FM FAPESA

Entre las innovaciones que la técnica modular ha introducido en los circuitos de FM cabe mencionar como importante a la utilización de sintonía sin capacitor de variación manual de capacidad. Hemos tenido oportunidad de hablar de los diodos tipo *varicap* o *varactor*, precisamente por su empleo en los sistemas de CAF y recordaremos que se trata de diodos cuya capacidad interna se altera al variar la tensión entre electrodos; los límites de variación de capacidad son lo suficiente amplios como para cubrir una banda de sintonía no muy extensa, como es la de FM (88 a 108 MHz). La eliminación del capacitor variable, cuyas características constructivas se complicaban debido a las elevadas frecuencias en juego, ha permitido diseñar conversores para FM económicos y eficientes.

En la figura 167 mostramos el circuito Görler de un conversor para FM, donde los diodos D_1, D_2 y D_3 que aparecen derivados sobre los circuitos sintonizados de la antena, salida de la etapa de RF y oscilador local, son tres diodos varactor. La tensión de polarización de los mismos proviene de una fuente de 30 V y mediante el divisor formado por los resistores R_A, R_B y P se regula su valor entre 4 V y 24 V, con cuyo margen de variación de tensión la capacidad de los diodos varía en forma tal que se cubre perfectamente la banda de FM. En la misma figura aparece D_4 que es otro varactor, que opera en el circuito de CAF, en la forma que ya hemos explicado. La sintonía en este conversor se hace girando la perilla que tiene el

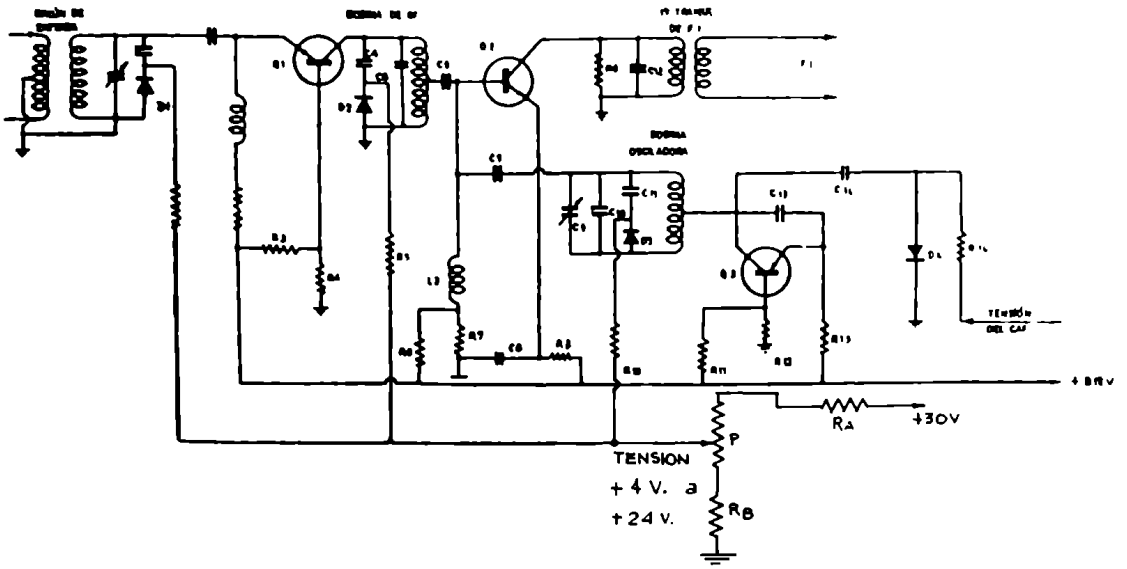


Fig. 167.- Circuito Görler de un conversor con sintonía a diodos varicap.

potenciómetro *P*, cuyo eje tiene una polea para aplicar el piolín del dial. La variación de capacidad de estos diodos se produce entre 16 pF 44 pF, y como están conectados en serie con capacitores fijos, los valores de éstos se adoptan en forma adecuada para cubrir la banda de FM.

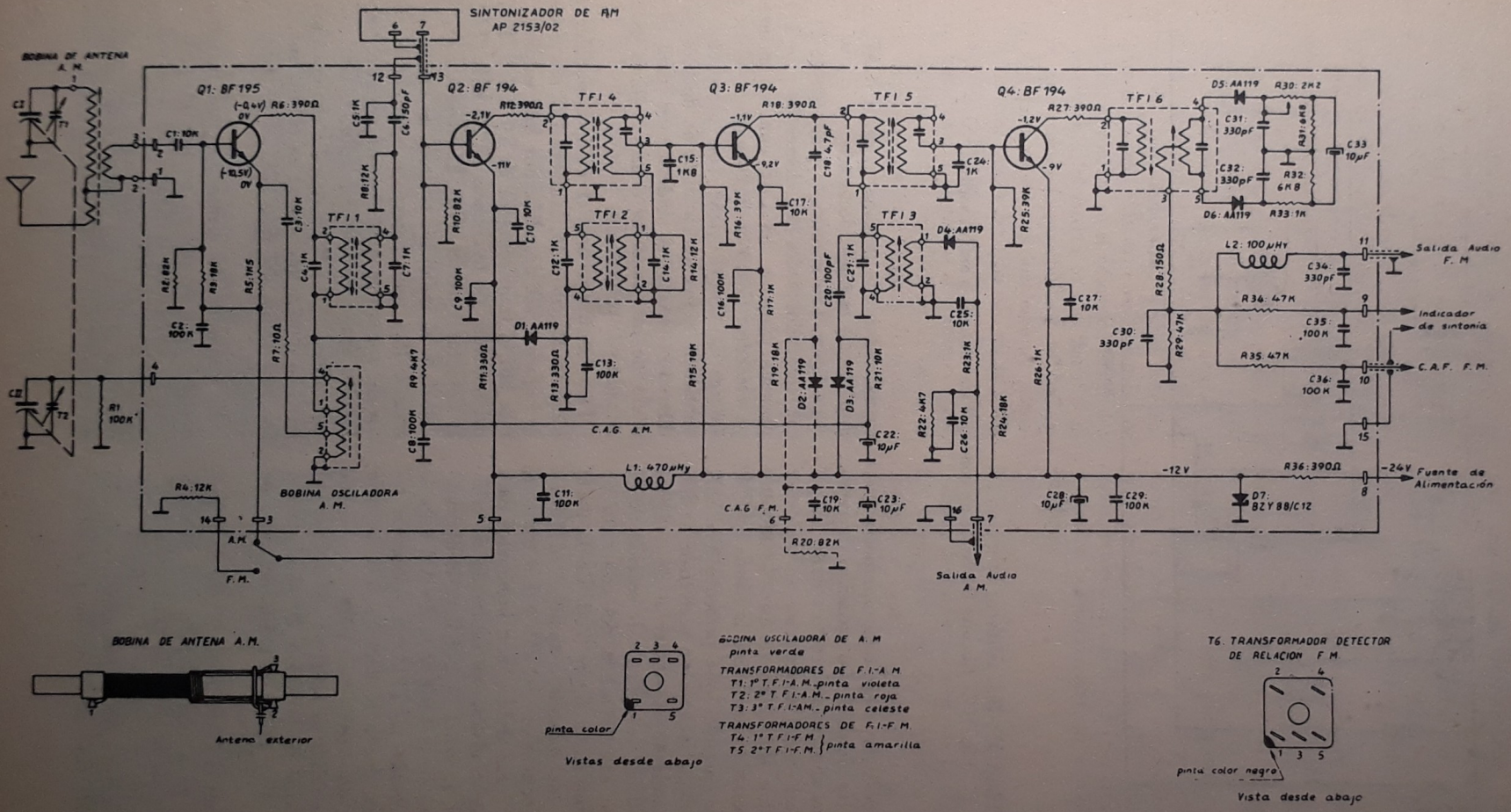
El conjunto modular que presentó FAPESA en nuestro medio incluye un conversor de FM cuyo funcionamiento es similar al de la figura 167 y cuya salida se aplica a la sección de FI conjuntamente con la salida del conversor de AM que vemos en la figura 168. En la parte superior, en un recuadro, aparece en forma simbólica el conversor de FM y los transformadores de FI son dobles, con bobinados para AM y FM, según el sistema explicado en la figura 107. Así, la señal de FM llega al discriminador que está en el TFI6 y la de AM llega al detector conectado al TFI3. Si revisamos las salidas veremos que a la derecha se indican la de audio FM, dos conexiones para el indicador de sintonía, la salida de señal de control para el CAF, la conexión de la fuente de alimentación que tiene 24 V y abajo, la salida de audio de AM.

La salida para el CAF, borne N° 10 de la plaqueta de FI, va a una plaqueta que tiene el acondicionador de la señal de control de CAF, cuyo circuito interno vemos en la figura 169. Este circuito incluye los potenciómetros de sintonía, de ajuste fino de la misma y la sección estabilizadora de tensión para el CAF, cuya importancia es obvio destacar.

La figura 170 muestra la plaqueta de FI una vez colocados todos sus elementos y la 171 la pequeña plaqueta del CAF con sus elementos ya ubicados. Como es fácil imaginar, el *kit* que entrega la fábrica viene con prospectos que contienen todos los circuitos de detalles de las diferentes secciones, indicaciones para el armado de las plaquetas e instrucciones para el armado y la calibración.

Para continuar con el equipo modular que estamos describiendo, la figura 172 nos muestra el esquema del decodificador que emplea. Vemos allí el transformador de 19 KHz (TR1), el del doblador de frecuencia en 38 KHz (TR2) y el detector biplexer TR3. El transistor Q_4 está vinculado al indicador estéreo, de modo que el resistor R_{25} que aparece en serie con el colector del mismo se dimensionará según el tipo de foquito usado en ese indicador, y con valores especificados por la fábrica del conjunto modular. Los diodos que vemos en el esquema, D_1 a D_7 son todos del tipo AA119 de fabricación FAPESA.

El conjunto de elementos que integran el decodificador se ubican en una plaqueta cuyo aspecto vemos en la figura 173, con todos los componentes en sus lugares. Los bornes para la conexión al resto del equipo están numerados de acuerdo con el esquema, donde los mismos



BOBINA OSCILADORA DE A.M
pinta verde

TRANSFORMADORES DE F.I.-A.M.
T1: 1° T.F.I.-A.M.- pinta violeta
T2: 2° T.F.I.-A.M.- pinta roja
T3: 3° T.F.I.-AM.- pinta celeste

TRANSFORMADORES DE F.I.-F.M.
T4: 1° T.F.I.-F.M. } pinta amarilla
T5: 2° T.F.I.-F.M. }

Fig. 168.- Esquema general de la plaqueta de FI para AM y FM del conjunto modular FAPESA.

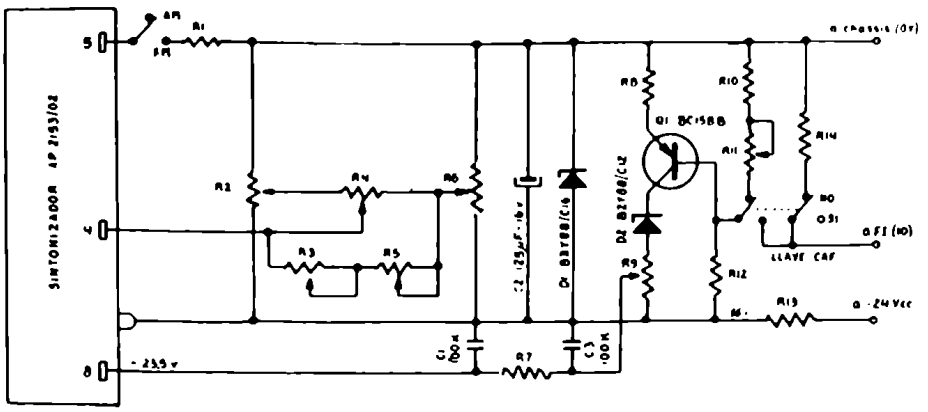


Fig. 169.- Esquema de la sección CAF del conjunto modular que se describe. Se hace notar que el blindaje del sintonizador debe estar aislado del resto del sistema.

aparecen como pequeños círculos, con su número de código.

Ahora que hemos enumerado las partes componentes del conjunto modular, podemos pasar al circuito general, que vemos en la figura 174. Vemos allí las plaquetas que lo integran y notamos, a la derecha, que se usa una única fuente de alimentación con 24 Volt, el positivo de la cual va a masa. Nótese que el cable que lleva la señal de FM del conversor hasta la plaqueta de FI se indica como blindado, pero con cubierta aislante externa, porque no debe tocar masa en su recorrido, sino en los terminales correspondientes, N° 6 del conversor de FM y N° 12 de la plaqueta de FI.

La llave que conmuta las operaciones AM y FM tiene varias secciones, cuyas conexiones se indican en el esquema general. Dado que el decodificador es del tipo de compatibilidad automática, no hace falta una llave para las operaciones de FM monoaural o estéreo, sino que el circuito se adapta sólo para el tratamiento de ambos tipos; el indicador estéreo a foquito avisa si se trata de uno u otro tipo de señales, pues las multiplex encienden tal indicador.

Hay una llave para eliminar la acción del CAF; esto se pone para facilitar la sintonía, según se explicó en capítulos anteriores. Muchas veces el CAF dificulta la sintonía pues su actuación la hace correr sin haber llegado al punto correcto. Entonces, puede eliminarse el CAF durante la sintonía para conectarlo en cuanto ella se ha logrado. Hay otra llave para pasar de señal de radio, sea AM o FM a la conexión de fonocaptor, ya que se supone que este conjunto formará parte de un conjunto acústico integral. Podría combinarse esta llave con la conmutadora AM-FM, y ese es un detalle que el lector puede lograr con una selectora de 3 posiciones en lugar de las dos que ha proyectado el fabricante de este conjunto.

Método de ajuste del conjunto FAPESA

La fábrica da instrucciones para el ajuste de las diversas secciones del conjunto AM-FM que

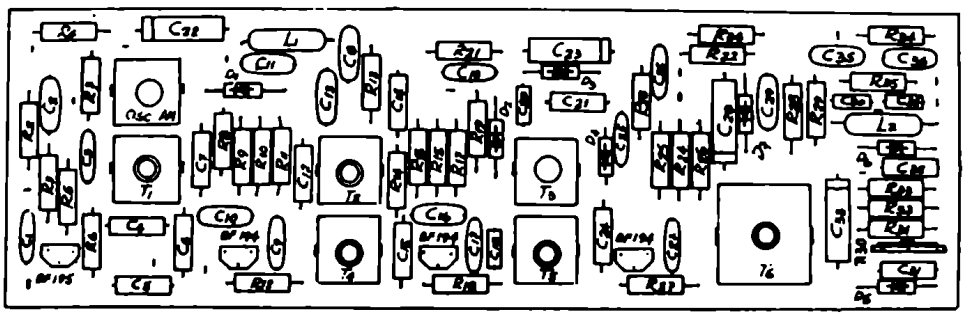


Fig. 170.- Montaje de los elementos en la plaqueta de FI del conjunto FAPESA.

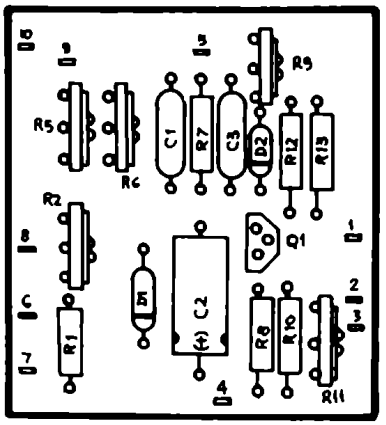


Fig. 171.- Montaje de los elementos en la plaqueta del CAF.

hemos descripto. Si bien tales indicaciones vienen acompañando al *kit*, conviene dar un resumen de las mismas para ilustrar al lector. Las secciones se calibran de la siguiente manera:

a) *Sección AM de FI.* Se colocan afuera los núcleos de los transformadores de FI y de AM que son los TFI1, TFI2 y TFI3 y se inyecta señal de 465 KHz en las bases de los transistores, figura 168, conectando en serie un capacitor de 0,01 μF, y en el siguiente orden: Q_3, ajustando a máximo TF13; Q_2, ajustando primero el secundario y luego el primario de TF12; luego Q_1, primero el secundario y luego el primario de TFI1. Como el conversor de AM tiene tandem común, se procede como en todos los conversores de onda larga: se aplica señal de 1650 KHz, se abre el tandem y se sintoniza la señal con el trimer T_2; luego se pasa el generador a 530 KHz, se cierra el tandem y se busca la señal con el núcleo de la bobina osciladora. Luego, se pone una señal de 1400 KHz y se sintoniza, retocando el trimer T_1 a máxima salida. Finalmente, se pone señal de 600 KHz, se sintoniza y se corre la bobinita de la ferrita hasta máxima salida. Conviene repetir todo el proceso enumerado, para afinar la calibración.

b) *Sección FM de FI.* Se conectará un voltímetro electrónico entre terminales de C_{33}, donde se tendrá una lectura del orden de 4 V. Se necesita un generador que dé señal de 10,7 MHz; esta señal se va aplicando en el siguiente orden, previa retirada hacia afuera de los núcleos de los FI de FM: primero TFI5, secundario y primario hasta máxima indicación en el VE; luego TFI4, secundario y primario y posteriormente TFI1, secundario y primario, siempre buscando máxima salida en el VE. En todas estas operaciones el conversor no debe suministrar señal, para lo cual pueden cortocircuitarse sus bornes de antena. El discriminador se ajusta

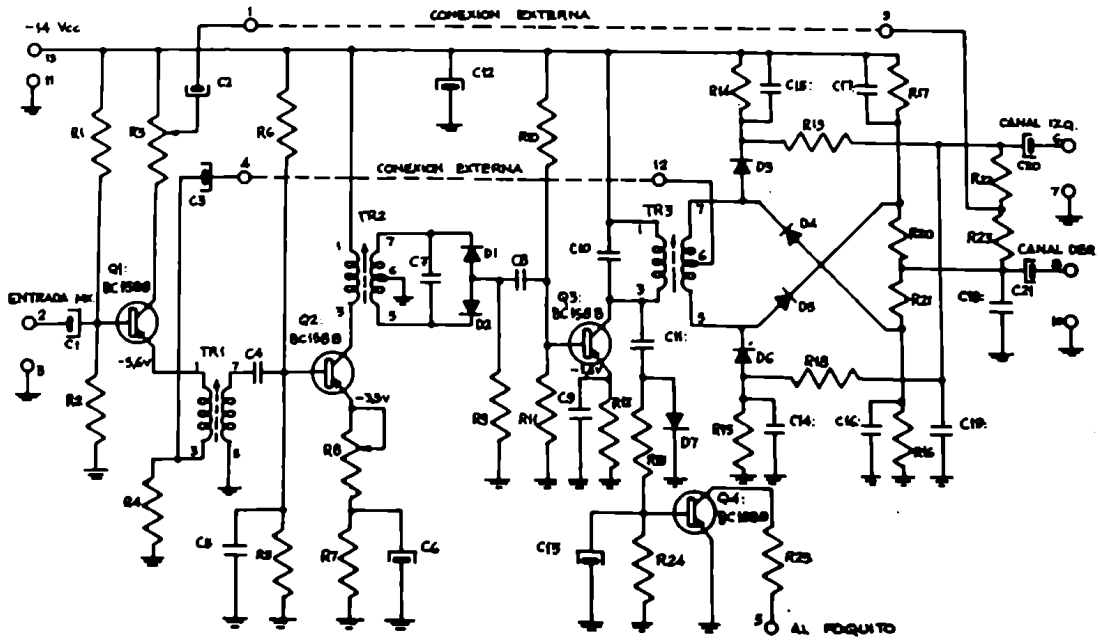


Fig. 172.- Circuito general del decodificador que emplea el kit FAPESA.

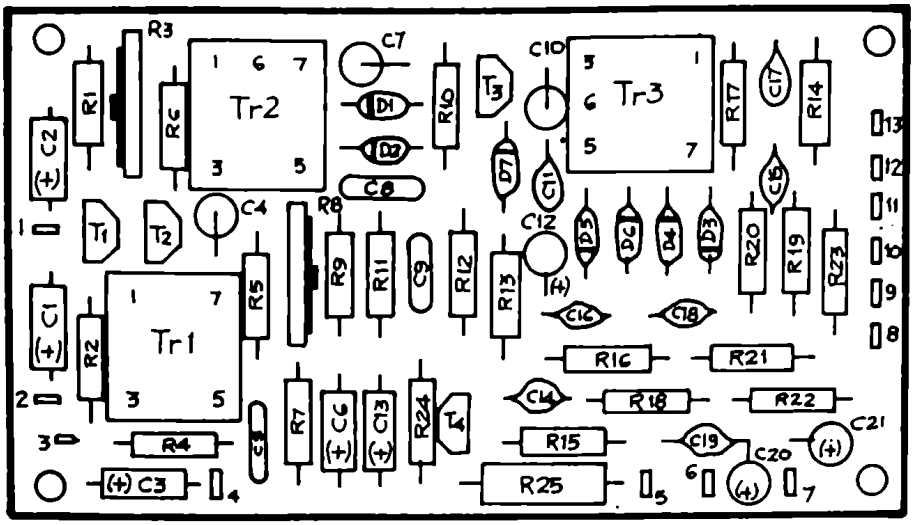


Fig. 173.- Montaje de los elementos en la plaqueta del decodificador.

conectando un multímetro de continua entre el punto 3 de TF16 y masa y se corre el núcleo del secundario de ese transformador hasta tener lectura nula. Su primario se retoca a máxima lectura del VE.

c) *Supresor de AM.* Hay un potenciómetro de preajuste R_{30} en el discriminador; se aplica en base de Q_2 una señal modulada AM y se coloca el voltímetro de continua entre la salida de audio de FM y masa, retocando R_{30} hasta mínima indicación en el voltímetro. Además, se retoca el núcleo del secundario de TF16 hasta que el voltímetro también marque cero; se repiten ambas operaciones hasta lograr los dos mejores mínimos.

d) *Control automático de frecuencia CAF.* En la figura 169 aparece un potenciómetro de preajuste R_9, y otro R_{11} vinculados al CAF. Cerrada la llave de CAF, se conecta un voltímetro electrónico entre cursor de R_9 y masa y se gira su eje hasta tener 0,5 V. Se abre la llave de CAF y se corre R_{11} hasta tener otras vez 0,5 V.

e) *Conversor de FM.* Siempre con el esquema de la figura 169, vemos el potenciómetro R_2. Sin señal de sintonía, y con CAF desconectado, se mide la tensión entre el cursor de R_2 y masa con un VE y se ajusta a 1,5 V. Luego, se pasa el VE al cursor de R_6 y masa, ajustando el mismo hasta lectura de 2,1 V. Luego, se pone el dial en 108 MHz y se conecta el VE entre el terminal N° 4 del conversor y su masa, reajustando R_2 hasta que la tensión sea 1,25 V. Pasando el dial a 88 MHz y girado R_3 (sintonía fina) totalmente en sentido inverso al de las agujas de un reloj, se busca que el VE conectado en C_{33} de la figura 168 indique máxima desviación girando R_6. Inyectando una señal de 98 MHz y sintonizándola, se gira R_5 hasta máxima salida del VE en la conexión antes indicada.

f) *Decodificador.* Debe contarse con señal multiplex captada por el conversor. Se conecta un VE en la base de Q_2 (figura 172) y se ajusta el núcleo de TR1 hasta máxima lectura. Luego se mide la tensión en la pata 5 de TR3 y se ajusta R_8 hasta tener 3 V pico a pico de la señal de 38 KHz. Los núcleos de los transformadores se reajustan hasta obtener máxima salida. Se conoce el logro del ajuste cuando enciende el foquito indicador de estéreo. Luego se gira R_3 en el sentido contrario al reloj hasta su extremo y se retoca el núcleo de TR2 y luego R_3 hasta obtener máxima separación entre canales.

Finalmente, cabe mencionar que la fábrica de este equipo acompaña al mismo con prolijas instrucciones sobre el armado de las distintas plaquetas que integran el conjunto, según distribución indicada en la figura 174. Tales consejos deben seguirse para tener un rendimiento óptimo, pues debe tenerse en cuenta, como se dijo repetidamente en el desarrollo de este libro, que en FM se trabaja con señales de frecuencias elevadas, las que requieren una minuciosidad artesana mayor que en otros receptores de radio.

Hemos descripto varios conjuntos para AM-FM; la prudencia nos impide abrir juicios sobre

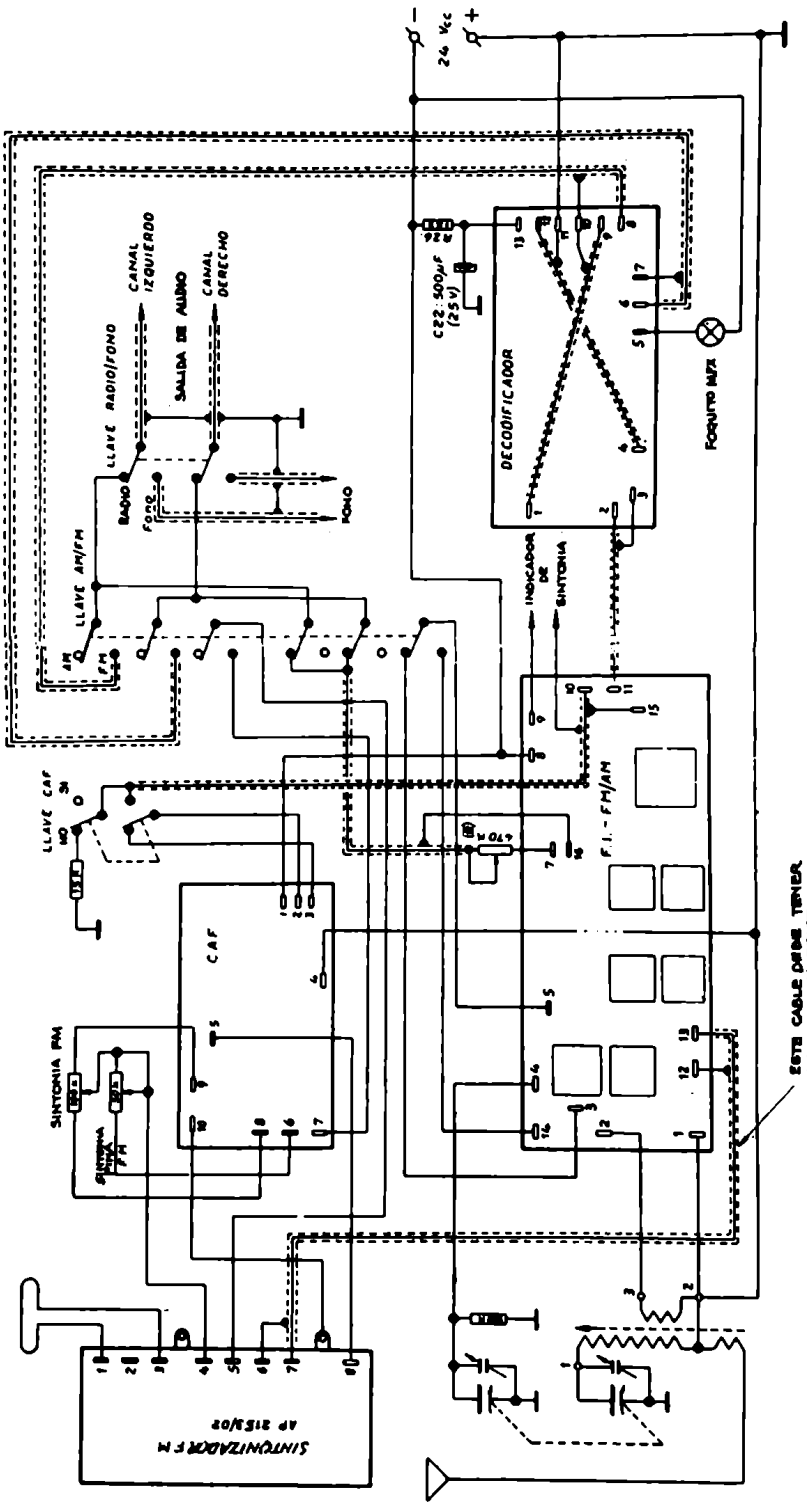


Fig. 174.- Diagrama esquemático de las partes que integran el conjunto modular FAPESA para AM-FM con indicación de las diferentes plaquetas que se interconectan. Las plaquetas impresas y el sintonizador están vistos del lado de los componentes. El sintonizador debe ir aislado del chasis. *Opcional; intercalar si se desea ecualizar salidas AM-FM.

los mismos y aconsejar uno u otro. Pero este último detalle lo impone muchas veces la existencia en plaza y no la preferencia del armador, de modo que consideramos haber completado este capítulo con la mención de los equipos que se encuentran en plaza en el momento de escribir estas líneas.

El receptor modular Waki

Dentro del temario de este capítulo que abarca los circuitos modulares y con circuitos integrados, hemos querido incorporar un ejemplo de un receptor para F.M. que incluye el sistema de sintonía con diodos varicap (ver figura 169) . Se trata del equipo modular Waki de la IMPROTEL que incorpora dos circuitos integrados y que se presenta en una plaqueta impresa con todos los elementos conectados y precalibrados y con una fuente de la alimentación regulada. La misma firma encara los elementos auxiliares como el chasis, gabinete, dial, etc.

A fin de entrar en tema observemos la figura 175 que muestra en bloques las dos unidades principales que integran el kit de este conjunto. A la derecha tenemos la fuente regulada de alimentación que suministra la tensión adecuada al sintonizador de F.M. y tiene una salida prevista para alimentar a un sintonizador de A.M. que puede agregarse si se desea. El potenciómetro de sintonía que suministra la tensión variable para los varicap se ve en la parte superior de esta fuente y lógicamente exterior a ella, pues deberá ubicarse en el panel frontal del receptor, vinculándolo con el dial. El foquito que vemos a la izquierda es un indicador de encendido de la unidad.

A la derecha tenemos la plaqueta principal que contiene el sintonizador propiamente dicho, el amplificador de F.I. que como es habitual trabaja con señal de 10,7 MHz y el decodificador estereomultiplex. Sobre la plaqueta se encuentran todos los componentes, incluyendo dos circuitos integrados, los transformadores de F.I. y el resto. La firma constructora destaca que entre el canal de F.I. y el demodulador se inserta un filtro cerámico que evita corrimientos de frecuencia una vez sintonizada una emisora.

Hay un conjunto de componentes que no van en la plaqueta y son:

1) La llave de operaciones, que es un selector de cuatro vías y tres posiciones. Se la ve a la derecha y permite operar al equipo en A.M. si se incorpora el opcional sintonizador correspondiente, en F.M. monoaural y en F.M. estéreomultiplex. La salida de esta llave da las dos señales de canal izquierdo y canal derecho para aplicar al amplificador de audio que se agregue al conjunto.
2) Un interruptor simple para incorporar el sistema de C.A.F. una vez sintonizada una emisora.
3) Un sistema silenciador de ruidos entre emisoras (MUTE) dotado de un potenciómetro que se ubicará en el panel frontal.
4) Posibilidad de colocar un instrumento indicador de sintonización correcta; se prevée una salida de 200 mA.
5) Entre los terminales 7 y 8 de la plaqueta se conecta un diodo *led* luminoso que sirve como indicador de que la señal recibida es estéreomultiplex. Este diodo va en el panel frontal.
6) La entrada de antena está prevista para dos impedancias: la común de 300 Ohms y la de 75 Ohms, usada cuando se va a instalar el receptor en edificios con antena colectiva que usa esa impedancia o cuando la bajada tiene cable coaxil de tal impedancia. Como para ello hay tres bornes, uno es el común y los otros dos permiten usar una de las dos impedancias mencionadas.

Veamos ahora unas vistas fotográficas que ilustrarán sobre el aspecto de esta unidad. La figura 176 da a ver la plaqueta impresa principal del lado de las conexiones. La figura 177 muestra en vista superior la plaqueta principal del lado componentes, sin los elementos que van en el tablero frontal. Y la figura 178 permite apreciar la fuente regulada de alimentación que se usa para este equipo.

Queda sobreentendido que las interconexiones entre las dos unidades y los elementos que van en el panel frontal, todas las cuales se ven en la figura 175, deben hacerse una vez que se han ubicado las unidades en el chasis y teniendo el panel ya montado. En las recomendaciones que da la fábrica y que reproduciremos a continuación, se habla de esto y se dan detalles de interés.

Especificaciones Técnicas

Ancho de banda operable: 88 – 108 MHz.
Rango del oscilador local: 98,7 - 118,7 MHz.
Rechazo de batido armónico simple (R.S.S.): 62dB
Rechazo de imagen: 42 dB.
Rechazo de señales espurias: 60dB.
Ganancia de potencia: 21 dB.
Rango de tensión de sintonía para 88 MHz. - 0,5 V.
Rango de tensión de sintonía para 108 MHz - 11 V.
Control automático de frecuencia (C.A.G.). incor-

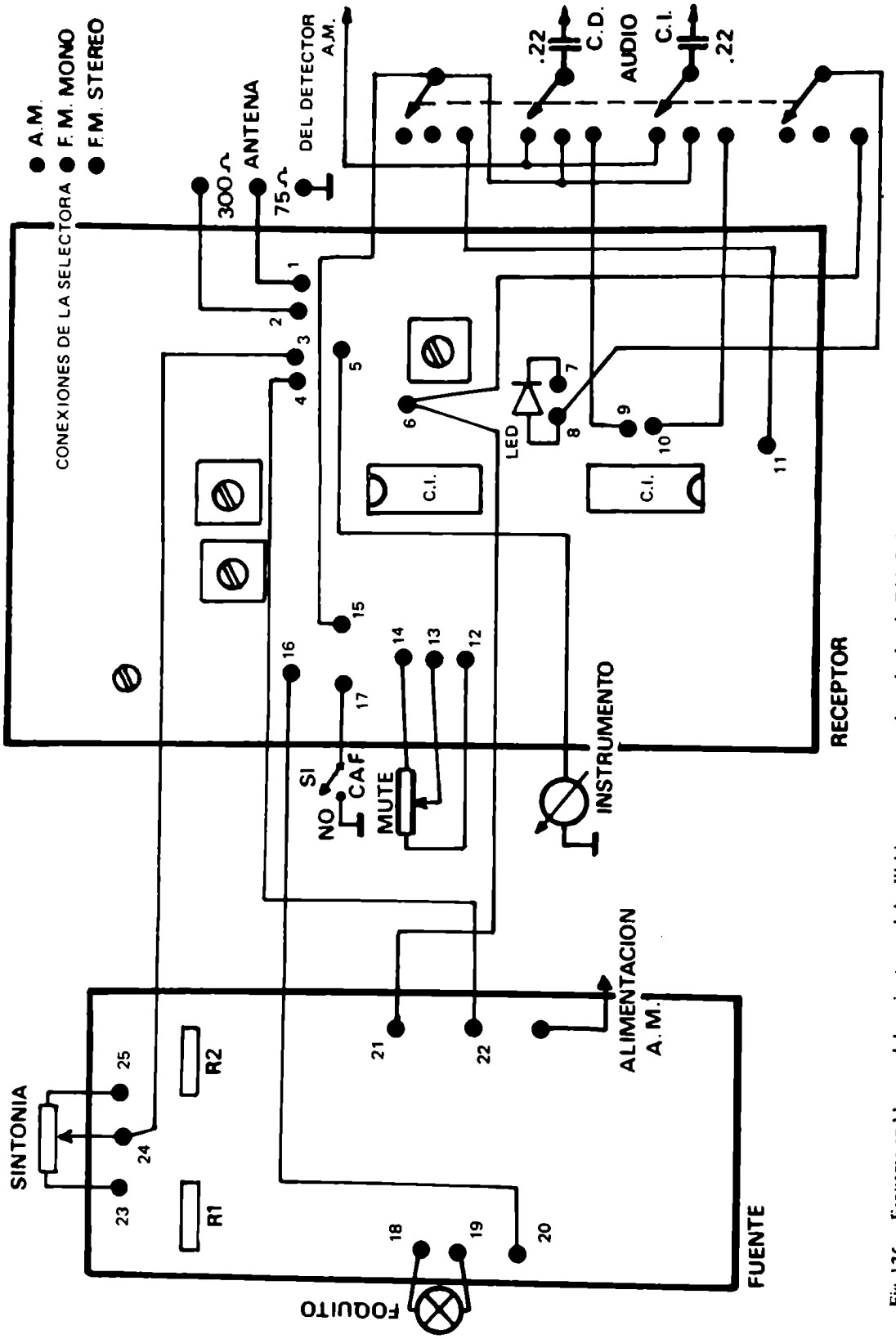


Fig. 175.- Esquema en bloques del conjunto modular Waki para armar un sintonizador de F.M. Se indican las interconexiones entre las dos unidades que integran el conjunto

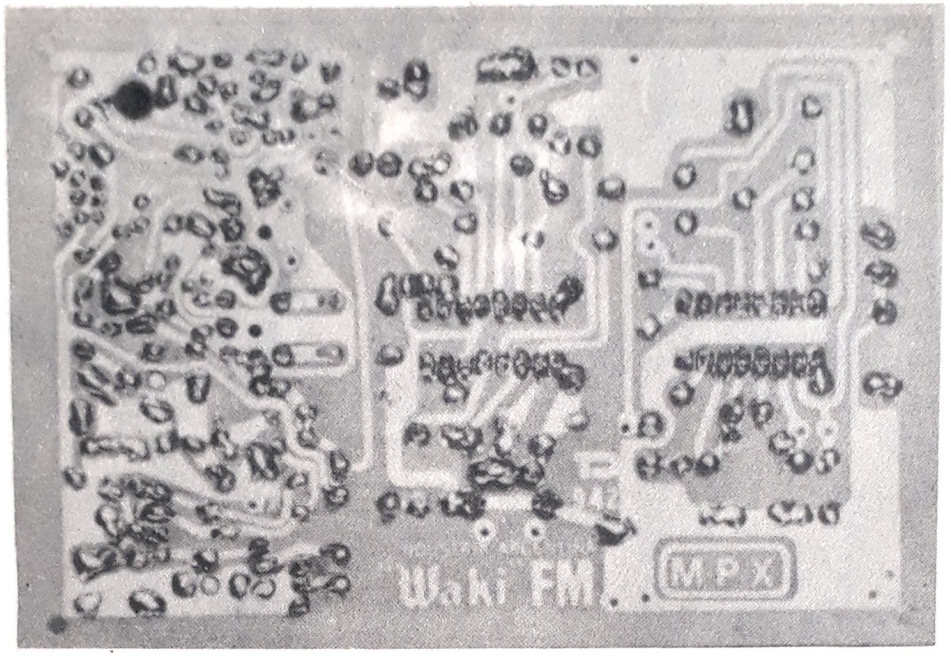


Fig. 176.- Vista de la plaqueta impresa principal del conjunto Waki, del lado de las conexiones.

porado.
Frecuencia intermedia (F.I.): 10,7 MHz.
Ancho de banda F.I. (–3 dB.): 320 KHz.
Acople de F.I.: por filtro cerámico.
Salida de audio recuperado mono: 300 mV.
Silenciador de ruido blanco entre emisoras: mute.
Distorsión por armónicas: 0,01 dB.
Salida para instrumento indicador de recepción: 200 mA.
Consumo total del equipo en estéreo: 90 mA.
Fuente de alimentación doble regulada y estabilizada.

Armado del conjunto

A continuación describimos cada paso a seguir:

1) Se debe montar sobre un chasis ciego con los separadores que se proveen en el kit.
Esto se hace necesario, pues sino habría peligro que se modificara el ajuste por capacidades producidas entre el módulo y el chasis.

2) La conexión de antena se realiza por medio de un cable de 300 Ohms, desde el módulo (pin No. 1– y No. 2–) hasta el terminal de antena del gabinete; en caso de ser necesaria la conexión en 75 Ohms se utiliza un extremo de antena y otro a masa (chasis) quedando libre un extremo.

3) *Control automático de frecuencia* (C.A.F.): Permite evitar corrimientos de frecuencia del oscilador local, una vez sintonizada la emisora. Se conecta desde el pin No. 17 al interruptor correspondiente; el retorno de dicha llave va a masa. Todas estas conexiones se realizan por medio de cable común.

4) *Conexión del indicador de señal:* Se realiza desde el pin No. 5 al terminal positivo del instrumento y el negativo a masa. En caso de no instalar el instrumento no es necesario realizar otro tipo de conexiones, quedando libre el pin No. 5.

5) *Conexión Mute:* Se realiza por medio de un potenciómetro de 100 KOhms lineal, con el cual se puede regular la sensibilidad del mismo. El control se instala al frente del aparato de manera accesible al usuario. En caso de no contar con un gabinete adecuado, se reemplazará por un potenciómetro de pre ajuste (preset) de igual valor, que se instalará entre los pines No. 12-13 y 14. Esta conexión se realiza con cable común trenzado.

6) *Salida F.M. monoaural:* Se realiza desde el pin No. 15 hacia la llave de funciones; se puede conectar con cable común siempre que la conexión sea relativamente corta.

7) *Conexión del indicador de estéreo:* El módulo se provee con el indicador (*led*) conectado; en caso de tener que prolongar la conexión debe de tenerse en cuenta su polaridad, en caso de invertirla no se encenderá al presentarse la

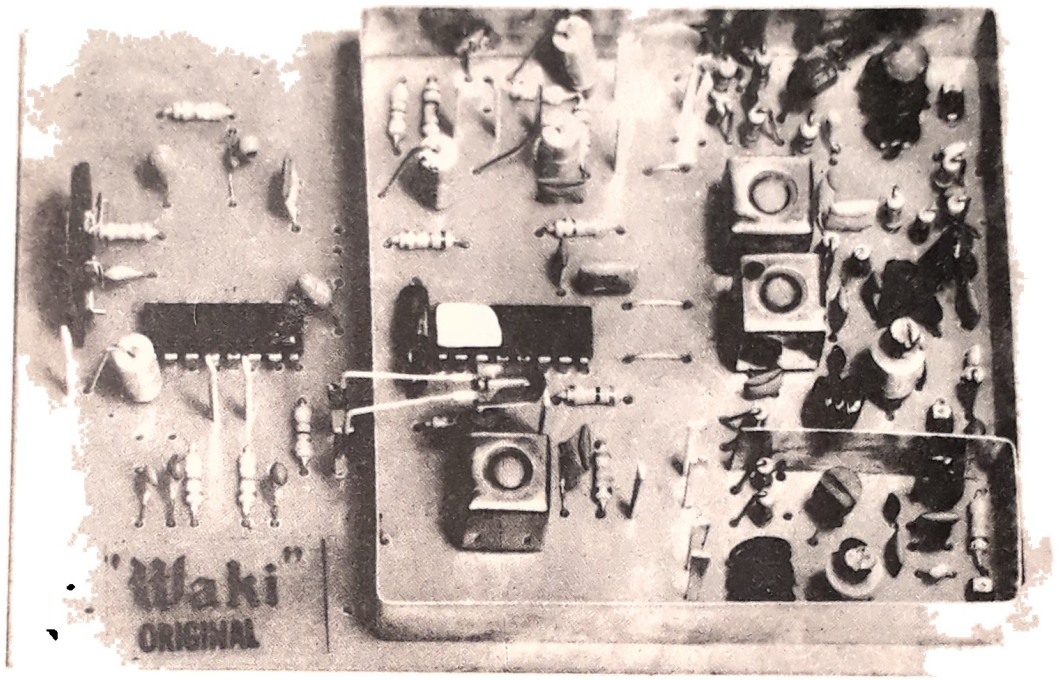


Fig 177.- Una vista superior de la plaqueta principal, del lado componentes, del conjunto Waki que se describe en el texto.

señal estéreo: el pin No. 8 es el negativo y el pin No. 7 el positivo.

8) *Salida F.M. estéreo:* Se conecta por medio de cable común, siempre que la conexión sea corta, desde los pines No. 9 y No. 10 hacia la llave de funciones, siendo el pin No. 11 la entrada F.M. mono.

9) *Conexionado del módulo de fuente:* Los pines No. 18 y 19 entregan una tensión de 6,3 v. C. A. a una intensidad de 1 Amper. Se utiliza para alimentar los foquitos de iluminación del dial. El pin No. 20 se conecta con el No. 16 de la plaqueta receptora, siendo éste el negativo. El pin No. 21 se conecta con el pin No. 6 del receptor y a su vez a través de la llave de funciones del pin No. 8.
El pin No. 22 que entrega una tensión de 16 V. estabilizada se conecta con el pin No. 4. Los pines No. 23, 24 y 25 se conectan al potenció-

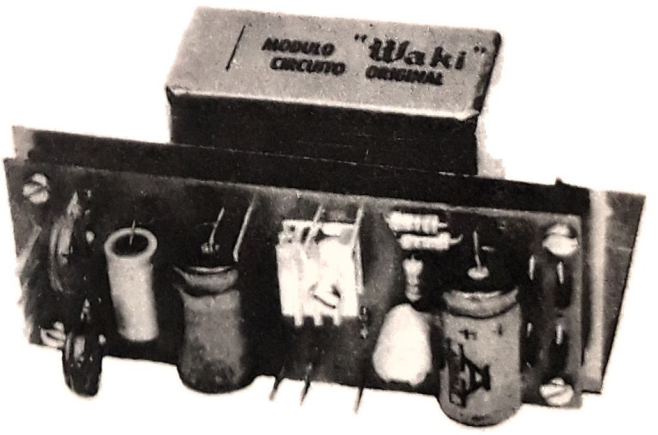


Fig. 178.- Vista de la fuente regulada de alimentación del conjunto Waki.

metro de sintonía, siendo el pin No. 24 el punto medio y debe conectarse con el pin No. 3, siendo éste la alimentación del Varicap.
Los cables de 220 V. y del foquito, se recomienda tranzarlos y alejarlos del resto del circuito, para evitar zumbidos innecesarios.

10) A un costado del módulo receptor se practicó una perforación en el blindaje, para atravesar los conductores de entrada y salida excepto el de antena, pudiendo realizar esta conexión en forma aérea para evitar acoples indeseados.

11) *Calibración:* El módulo que aquí describimos se entrega calibrado y ajustado en todas sus etapas por separado y para mayor seguridad y máximo rendimiento se repasa el ajuste en conjunto.

OBSERVACION: Queda excluido el ajuste de puntas de banda. A continuación el método a utilizar:

Una vez conectado el módulo se procede de la siguiente forma: colocar el C.A.F. a masa (pin No. 17); sintonizar el receptor en 88 MHz y medir sobre el potenciómetro de sintonía (punto medio) con un voltímetro común, aproximadamente 0,5 V. ajustando R_1 hasta lograrlo.

Sintonice el receptor en 108 MHz. y mida sobre el mismo cursor antes mencionado 11 V. aproximadamente. Ajustar R_2 hasta lograrlo. Por último repetir 2 ó 3 veces esta operación hasta conseguir que no haya interacción entre uno y otro extremo.

SUGERENCIAS: Se provee en forma opcional el potenciómetro de sintonía acoplado a un tandem plástico, para la parte de A.M. en caso de querer incorporarla.

ACLARACION: Como elemento de sintonía se utiliza un potenciómetro común de 100 KOhm lineal y 340 grados de giro aproximadamente.

Problemas en sintonizadores MPX

Cuando se termina de armar un sintonizador de FM estéreo multiplex, lo normal sería que el mismo funcionara correctamente y que al aplicarlo a un amplificador y sintonizar señales MPX dentro del horario en que hay emisiones, se reprodujera sonido estereofónico. Pero suelen ocurrir algunos inconvenientes y ello pasa tanto en equipos armados con los circuitos descriptos en capítulos anteriores como los que se integran con conjuntos o *kits*. Veamos algunos de los problemas que pueden presentarse.

Uno de ellos es la aparición de un zumbido o soplido de fondo que se presenta únicamente en programas de MPX y no aparece en la recepción monoaural. En los receptores que emplean osciladores de 38 KHz de funcionamiento continuo, ese soplido aparece también en los programas monoaurales, mientras que si el circuito contiene un generador de 38 KHz por el sistema de batido de pulsos, tal soplido se oye únicamente en los programas estereofónicos.

El remedio para ese inconveniente es mejorar la relación señal-ruido utilizando una antena de mayor ganancia. Muchas veces se emplea la antena de TV para FM y ello puede acarrear la aparición del soplido a que hicimos referencia; como usando tal antena hay una alta relación de ondas estacionarias, se producirá un desplazamiento de fase en las bandas laterales de 23 a 53 KHz y desmejorará la separación de canales. A estos inconvenientes se agrega el ocasionado por una falta de amplitud de la señal piloto, que al no sincronizar correctamente el oscilador de 38 KHz, los desplazamientos de fase aludidos se hacen continuos e irregulares; la consecuencia es una mala separación de canales y deformación de audio.

Hay otras causas de funcionamiento defectuoso. Si los diodos de conmutación usados en el detector biplexer son desiguales, se produce un desplazamiento de fase. Entonces, conviene revisar esos diodos e inclusive los otros pares de diodos que tiene el quipo. Para ello se los mide individualmente con el óhmetro determinando las resistencias directa e inversa; ambas cifras deben ser iguales para cada par de diodos y la relación entre inversa y directa no debe ser inferior a 10.

Otro detalle a cuidar es el doblado de frecuencia en el decodificador. Si el mismo se realiza en forma incompleta se producirá deformación. La verificación se hace en la base del transistor o en la grilla de la válvula que trabaja como osciladora de 38 KHz; allí debe haber una señal simétrica. No importa que no sea una senoide, pero debe ser simétrica con respecto al eje. Es evidente que esta verificación debe hacerse con ayuda de un osciloscopio.

Una falla frecuente es que el oscilador de 19 KHz o el de 38 KHz trabaje con forma defectuosa por estar cortado su bobinado. El funcionamiento no se interrumpe en algunos casos por cerrarse el circuito a través del resistor de carga del transistor o la válvula. Por ejemplo, si se corta una rama del transformador del doblador de frecuencia, la señal dejará de ser simétrica y habrá deformación. La revisión de los transformadores se hace simplemente con un óhmetro.

Día 15

Una vez que tenemos un receptor de FM funcionando, la señal que debe aplicársele a la entrada debe ser captada por una antena. En la recepción de AM, ondas largas, ese problema se resuelve con un trozo de cable o con una antena de ferrita; pero las señales de FM deben ser captadas mediante antenas exteriores, si bien en las zonas muy próximas a las emisoras suele tenerse una buena recepción con antena interior. Las antenas para FM guardan una similitud marcada con las antenas para televisión, ya que las frecuencias de las señales son del mismo orden; tan es así que muchos utilizan las antenas de TV para FM. En este capítulo veremos que eso no es técnicamente correcto y veremos también cómo deben ser las antenas para FM, tanto las interiores como las exteriores, y entre estas últimas, las de corta distancia y larga distancia. Esta descripción ayudará al lector a hacer la elección cuando compre la antena, ya que se las encuentra en el comercio ya hechas; pero si quiere construirla, tendrá la información para lograr su objetivo.

LA ANTENA PARA FM

Las ondas moduladas en frecuencia producidas en el emisor viajan a través del espacio en todas direcciones y pueden ser captadas en cada lugar donde se halle un receptor, dentro de ciertas condiciones que serán estudiadas en este capítulo. La formación de la onda en el transmisor, o mejor dicho en su antena emisora, fue estudiada según las figuras 2, 3 y 4, de modo que ya sabemos que se ha formado una onda electromagnética que configura en el espacio una serie de campos eléctricos y magnéticos. Sabemos también que esos campos guardan una distancia fija entre sí, la cual depende exclusivamente de la frecuencia de la corriente en la antena emisora; tal distancia se toma como la que media entre la formación de dos máximos consecutivos del mismo signo y se denomina *longitud de onda*.

También se explicó que las señales de FM tienen una frecuencia muy alta y que por ello la irradiación tiene características similares a las de la luz, de modo que la zona cubierta por la transmisión es equivalente a la que cubriría con su rayo de luz una linterna giratoria en posición horizontal y colocada en el extremo superior del mástil de la antena. La curvatura de la tierra limita la zona cubierta a unos 50 Km, que en la práctica se extiende a 100 Km y aún más mediante antenas receptoras altas y otros recursos.

Captación por inducción

Ahora nos ocuparemos de la captación de las señales de FM que viajan por el espacio. Para tal fin imaginemos la situación planteada en la figura 179. A una distancia cualquiera desde la antena emisora se coloca una antena *captora* que guarda una posición tal que sea, digamos, paralela a la otra. El campo electromagnético que constituye la onda (figura 4) barre la antena captora y debido al fenómeno de inducción tan conocido en Electricidad, en dicha antena se inducirá una corriente eléctrica. En realidad se induce una fuerza electromotriz, la que da origen a una corriente, pero lo esencial es que

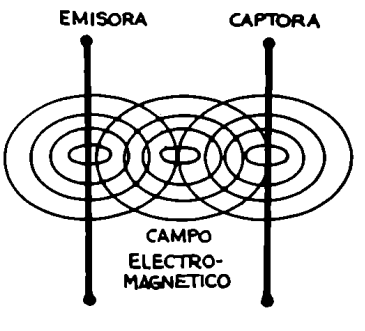


Fig. 179.- Efecto inductor de la antena emisora sobre la receptora.

tenemos una corriente que presenta las mismas particularidades que la que teníamos en la antena emisora; es decir que es alternada, tiene la misma frecuencia y tiene las variaciones que la modulación le imprime a la señal de FM. Dicho en otras palabras, en la antena captora tenemos una señal de FM.

Si hay varias ondas de FM en esa región donde tenemos la antena captora, en la misma aparecerán todas las señales de FM presentes y en el receptor deberemos disponer de un sistema de selección por sintonía que elija una sola señal, que es la que deseamos convertir en sonido para escucharlo. El procedimiento de sintonización por resonancia es el mismo que se utiliza en todos los receptores de radio y ya nos ocupamos del mismo en la descripción de los receptores para FM.

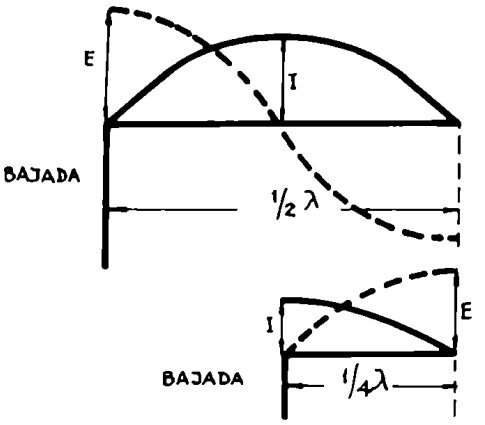


Fig. 181.- En los extremos no puede acumularse corriente de manera que siempre hay allí un nodo de intensidad.

Resonancia en la antena

Analicemos un poco más en detalle lo que ocurre en la antena captora o receptora. En la misma tenemos una corriente que la recorre constantemente de extremo a extremo, al mismo tiempo que sufre el proceso de variación de amplitud por tratarse de corriente alternada. A lo largo de la antena, entonces, los valores instantáneos se ubican de tal manera que los máximos y los nulos aparecen siempre en el mismo lugar de la antena, tal como lo muestra la figura 180. Como el extremo no puede acumular corriente, en el mismo tendremos un cero o nodo de corriente. Si la antena tiene una longitud tal que permita la formación de una onda completa, habrá tres nodos, uno en cada extremo y otro en el centro. Los máximos se producen a cada cuarto de onda a partir de los extremos.

Todo este proceso se cumple de la manera explicada si la longitud de la antena tiene un valor que coincide con la longitud de onda especificada en la figura 4. Como las frecuencias de las ondas de FM son variables, pero se mantienen dentro de cifras próximas en una gama que va desde 88 a 108 MHz, la antena puede dimensionarse para la frecuencia central de esa gama o banda y tendremos que la resonancia de corriente se producirá con bastante aproximación para todas las señales de FM; obsérvese que hemos denominado resonancia de corriente a lo que explicamos para la figura 180.

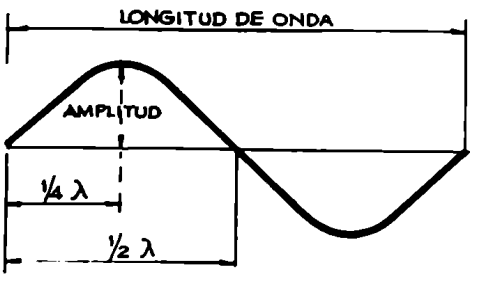


Fig. 180. Distribución de la corriente a lo largo de la antena.

Ahora hay que observar un detalle muy importante y es que la amplitud o valor máximo de la corriente en antena es la misma para los dos medios ciclos y aún para los cuatro cuartos de ciclo. Esto nos lleva a considerar que si podemos hacer funcionar una antena con una longitud de media o de un cuarto de onda, la amplitud de la corriente de señal será la misma que si la antena tuviera una onda completa de largo. Luego, no sería lógico hacerla más larga de lo necesario y por eso en la práctica las antenas se diseñan con longitudes de cuartos o medias ondas.

Distribución de corriente y tensión

La figura 181 nos muestra cómo se distribuye la corriente en las antenas de media y de un cuarto de onda. Como la antena se comporta como si fuera una bobina, ya que trabaja por inducción pura, su comportamiento eléctrico coincide con el de las bobinas en los circuitos de corriente alterna. Luego, la corriente y la tensión guardarán un defasaje de 90° o sea un cuarto de ciclo. Quiere decir que cuando la corriente es máxima la tensión es nula y viceversa. Esto, llevado a la resonancia a lo largo de la antena, nos dice que en el extremo libre de

la antena tendremos siempre un máximo de tensión y un nodo de corriente. Este extremo es el de la derecha en la figura 181. En la misma, los extremos de la izquierda corresponden a la aplicación de la línea de bajada que va al receptor.

Hay una pregunta lógica que formulará el lector a esta altura de la explicación, y es: ¿qué pasa con el resto del ciclo de la corriente que no está dibujado en la configuración que corresponde a las antenas de media y un cuarto de longitud de onda? —Bueno, como tenemos aplicada la línea de bajada, la corriente recorre también esa línea y en la misma se completa el resto del ciclo de la corriente e inclusive se forman otros ciclos hasta el extremo de dicha línea que se conecta al receptor. Esto significa que la línea de bajada es resonante y por consiguiente no puede tener cualquier longitud sino una que complete con la antena un número entero de largos de onda. Así ocurría hasta que se diseñaron las líneas de bajada formadas por conductores paralelos; sobre esto diremos algo más.

Si colocamos dos conductores paralelos recorridos por una corriente alterna, pero de tal manera que las fases de las corrientes en los dos conductores sean opuestas, los campos magnéticos de las dos corrientes se anulan entre sí. Las líneas de bajada de hilos paralelos no entorpecen la distribución de corriente en la antena por cancelación de sus campos propios. Estas líneas paralelas que pueden ser cintas o cables coaxiles son las que se usan para antenas de TV y de FM. Claro que habrá que conectar esos dos hilos a puntos de fase opuesta de la antena y eso lo veremos más adelante.

La antena dipolo

La necesidad de tener puntos de conexión de la línea simétrica de bajada que presenten fases opuestas en la corriente de antena hizo que se adoptaran para FM las antenas simétricas o sea con dos ramas iguales, conectadas o no entre sí. Tales antenas toman el nombre de dipolos y hay dos tipos comunes para esta aplicación: el dipolo abierto y el dipolo cerrado o plegado.

Veamos en primer término el dipolo abierto que se muestra en la figura 182. Consta de dos ramas alineadas, con una longitud de un cuarto de onda cada una; el punto central queda abierto y los dos extremos allí presentes sirven para la conexión de la línea de bajada. La impedancia de tal antena es de 73 Ohm en el punto

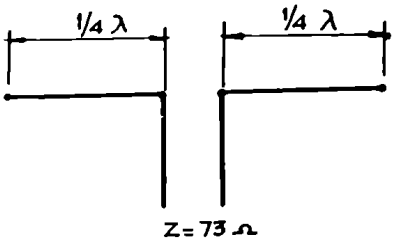


Fig. 182. El dipolo abierto de media onda.

central. Aclaremos que no siendo este un libro sobre teoría de antenas, no podemos explayarnos en explicar la forma cómo se determinan ciertas cifras que, por otra parte, son clásicas. El dipolo abierto se conecta entonces mediante una cinta o cable de 75 Ohm, ya que se adopta una cifra muy aproximada.

El otro tipo de dipolo es el plegado y se muestra en la figura 183. Tiene también dos ramas de un cuarto de onda, pero en la parte superior no hay interrupción. En la parte inferior disponemos de los dos extremos de la antena para la conexión del cable de bajada. En este caso la impedancia de la antena en ese punto es de unos 300 Ohm y por ende se conecta directamente la cinta o el cable de ese valor de impedancia.

Es interesante ver la distribución de corriente en el dipolo plegado, que es el tipo de antena más popularizado en FM y TV. La figura 184 nos muestra tal distribución, la que se explica de la siguiente manera. El punto central de la rama superior va a tierra a través del mástil de soporte del dipolo; luego, ese punto es de tensión nula y por ende, de corriente máxima. Entonces, el otro extremo de la media onda es el centro de la rama inferior o rama abierta. Allí tenemos otro máximo de corriente, ideal para la conexión de una línea de baja impedancia. Los extremos de la derecha y la izquier-

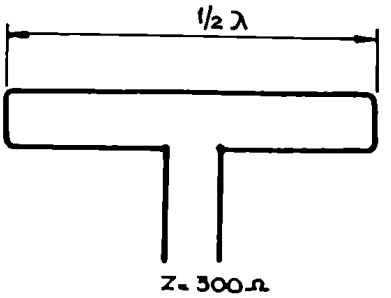


Fig. 183. El dipolo plegado de media onda.

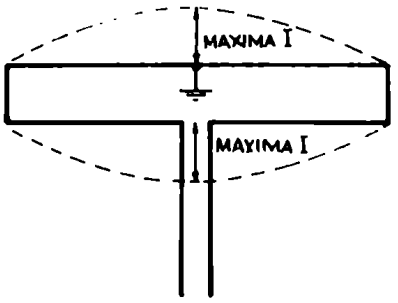


Fig. 184 .- Distribución de la corriente en el dipolo plegado.

da de la antena presentan sus nodos de corriente o sea sus máximos de tensión.

La ventaja de poder conectar el centro de la antena a tierra es apreciable en las ciudades en las que abundan los ruidos parásitos de origen industrial. Estos ruidos forman campos eléctricos espúreos que se traducen en molestias en la recepción; si bien en la FM hay cierta inmunidad contra los ruidos, es lógico que si hay pocos ruidos para eliminar la acción supresora será más simple. Entonces, la línea de bajada se conecta dentro del receptor a una bobina con punto medio a masa y se forma un circuito cerrado con retorno por tierra. Los ruidos inducen corrientes parásitas en ambos hilos de la línea de bajada, pero las corrientes en ellos están en oposición de fase, por lo que se cancelan. Esta razón, la de ofrecer en el punto central una impedancia que coincide con la de la popular cinta de bajada y otras, han hecho que el dipolo plegado sea la antena más usada en TV y FM.

Variantes típicas del dipolo

Las ventajas del dipolo para la recepción de FM han impúlsado a los fabricantes a presentar muchos modelos, según las necesidades de los usuarios. En las zonas muy próximas a las emisoras y siempre que se cuente con la posibilidad de enfrentar las ondas por ventanas o balcones que queden en la dirección de la antena emisora, pueden usarse antenas interiores. Sobre esto conviene aclarar que tal solución requiere sintonizadores de alta sensibilidad y no todos presentan esa característica. De todos modos haremos la mención de los tipos más difundidos de antenas interiores.

La figura 185 muestra la llamada antena *avispa*, que es un dipolo abierto, cuyas ramas son movibles para orientarlas adecuadamente. Además, están hechas en forma telescópica, de manera que el largo de las ramas puede adecuarse a la longitud de onda en FM. Digamos que esa longitud se determina tomando el centro de la banda de FM, que es 98 MHz y que hay que hacer una corrección de un 5% para compensar

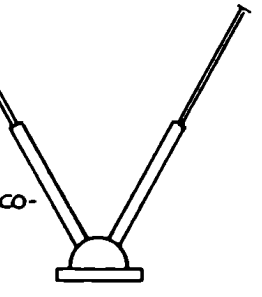


Fig. 185.- La antena interior de tubos telescópicos.

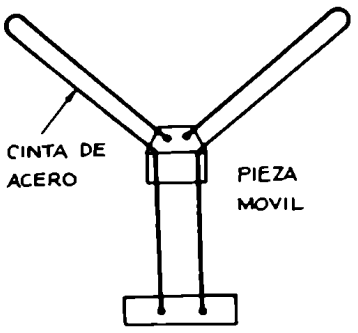


Fig. 186 La antena interior de cinta tipo TALBOT.

el efecto capacitivo de las masas vecinas a la antena, como son los techos, edificios, etc. Así, la longitud de onda corregida para FM resulta de 2,90 metros, la media onda es de 1,45 metros y el cuarto de onda es 0,73 metros. Con esto podemos ajustar la antena avispa de modo que cada rama tenga esta última longitud y esa será la que produzca la máxima captación. En cuanto a la posición, la mejor es la que corresponde a que el plano de la antena sea perpendicular a la dirección de la emisora.

Otra antena popularizada en nuestro medio es el dipolo plegado TALBOT, que se muestra en la figura 186. Consiste en una cinta de acero que tiene dos mitades que pasan por las ranuras de un separador aislante y que puede ser desplazado de arriba hacia abajo, de tal modo que se puede variar la longitud de las ramas del dipolo. También puede desengancharse la cinta y tener un dipolo abierto.

Para aumentar la captación de estas antenas pueden instalarse afuera de las ventanas; de este modo se evita el efecto de absorción del esqueleto de hierro de los edificios. Hay varios tipos de antenas dipolo para colocación externa, y la figura 187 muestra el dipolo en V. La orientación debe ser coincidente con la dirección de la emisora. La forma doblada le da un carácter un poco direccional, que puede ser aumentado o disminuido cerrando o abriendo las ramas de la antena.

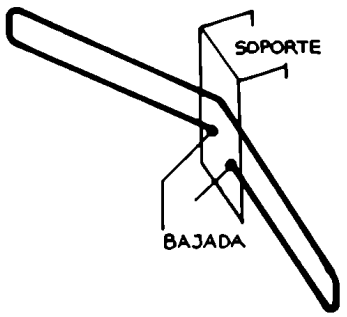


Fig. 187.- El dipolo acodado para ventana.

Otro dipolo de colocación externa, sin efecto direccional se ve en la figura 188. El dipolo tiene una forma circular que le confiere un aspecto atrayente. En todos estos dipolos, el centro tiene una pieza aislante que le sirve de soporte y que tiene los dos terminales para la conexión de la cinta de bajada.

Y finalmente veamos la antena para FM que actualmente resulta la más usada en nuestro medio. Debido a la ubicación caprichosa de las emisoras, en la gran ciudad se requiere una antena que no posea efectos direccionales en la captación. Sobre esa base, si combinamos dos dipolos en cruz, la captación presenta cuatro lóbulos que cubren prácticamente todo el entorno. Este tipo de antena es apta para su colocación en las terrazas, tal como se procede con las de TV y lleva una cinta de bajada común de 300 Ohm. Su aspecto lo vemos en la figura 189. Es común que el usuario coloque el doble dipolo cruzado en el mismo mástil que se usa para la antena de TV. Inclusive, si usa un adaptador de impedancia, que no es otra cosa que un transformador de los que se obtienen en el comercio, puede usar una sola cinta de bajada para FM y TV, ya que no es común que se usen simultáneamente los dos aparatos.

Hay otros tipos de antenas para FM que son aptas para la zona cercana a las emisoras; en

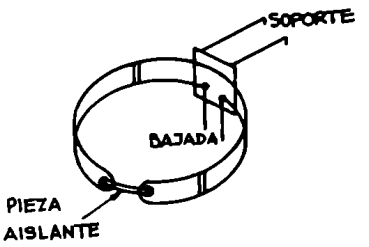


Fig. 188.- El dipolo circular para ventana.

realidad, dentro de tal zona la captación es simple ya que la señal es directa y la amortiguación no es grande a distancias reducidas. El problema aparece cuando el lugar de recepción se halla a más de 50 Km de la estación emisora, en cuyo caso los dipolos simples que hemos visto no son suficientes para tener una recepción aceptable. Este mismo problema se presenta en la televisión y es común que el que viaja por las rutas vea en las casa de los pueblos alejados de las grandes ciudades unas antenas especiales que apuntan todas hacia esa gran ciudad.

Los elementos parásitos

Las posibilidades de captación de un dipolo pueden ser aumentadas si le agregamos ramas paralelas que actúan por inducción. La figura 190 nos muestra el agregado de dos elementos, uno adelante y otro atrás. Veamos esto en detalle, pues es interesante.

Un elemento conductor colocado paralelamente al dipolo, en posición opuesta a la llegada de la señal, actúa como un reflector. La señal inducida en el mismo forma un campo

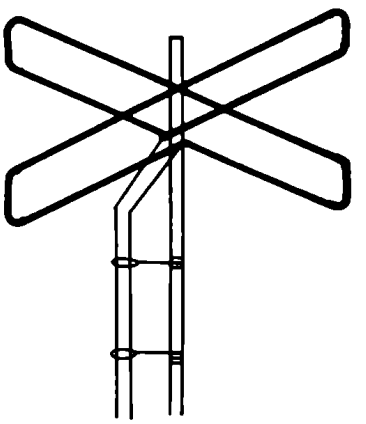


Fig. 189.- Dos dipolos plegados cruzados como antena de techo.

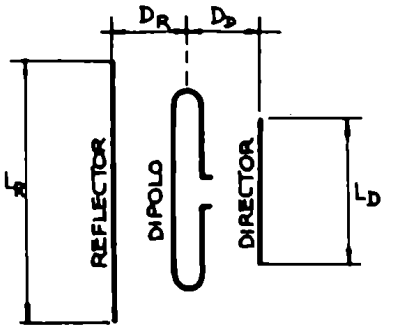


Fig. 190 - Agregado de elementos parásitos al dipolo plegado.

electromagnético que a su vez induce sobre el dipolo, aumentando la amplitud de la corriente en el mismo. El reflector no tiene conexiones; sólo queda unido eléctricamente al mismo caño a que está sujeto el dipolo, de modo que si consideramos el punto de amarre del dipolo como de potencial nulo (figura 184), el reflector tendrá un punto neutro o de potencial nulo en su centro.

Un elemento conductor colocado paralelo al dipolo pero delante del mismo si se considera la dirección de llegada de la señal, actúa como un reforzador de la señal por inducción. Es como si se colocara un *embudo* delante del elemento captor que dirigiera la señal con eficacia hacia ese captor. Tal elemento se llama *director* y se asegura al mismo caño a que está sujeto el dipolo, de modo que tendrá un punto neutro o de potencial nulo en su centro.

Las dimensiones de los elementos agregados, llamados *parásitos* porque no llevan conexión eléctrica, no son caprichosas. El reflector es un 5% más largo que el dipolo y el director un 5% más corto. La separación entre ellos y el dipolo también debe ser adecuada y puede adoptarse dentro de 15% hasta un 25% de la longitud de onda.

Es importante destacar que, si bien puede haber un solo reflector, se pueden instalar varios directores. Con ello se aumenta considerablemente el poder de captación. Este tipo de antena se denomina Yagi en honor a su ideador y su aspecto puede verse en la figura 191. La ilustrada tiene 4 directores, pero hay con muchos más.

La antena Yagi tiene un mástil vertical que sirve de soporte a un caño horizontal al que se aseguran el dipolo y todos los elementos parásitos. La cinta de bajada se conecta al dipolo y se amarra al mástil mediante soportes aislantes adecuados. Obviamente, la orientación es la que hace que los directores apunten hacia la emisora.

En lugares muy alejados de las emisoras, zona a la que ha dado en llamarse *marginal*, la antena Yagi suele ser insuficiente y se recurre a mejorar su captación montando dos o más de ellas apiladas en sentido vertical, sobre un mismo mástil. La conexión entre ellas se resuelve mediante un transformador adaptador de impedancias. En todos estos casos deben respetarse las indicaciones del fabricante. Y todavía, para aumentar la captación, se recurre a conectar amplificadores electrónicos antes de entrar al receptor. Tales amplificadores se llaman reforzadores de señal (booster) y pueden tener válvulas o transistores.

Hay otros tipos de antenas diseñadas para zonas alejadas, pero hay que tener en cuenta un detalle muy importante: por razones que explicaremos más adelante, las antenas diseñadas para TV suelen no dar buenos resultados en FM, de modo que cuando se adquiera una antena para FM debe cuidarse que haya sido proyectada para esa banda, de lo contrario los resultados a obtener serán inciertos.

La antena rómbica

Hay una antena que fue originalmente diseñada para recepción de emisiones de ondas cortas y que ofrece buenas cualidades para recepción de señales de FM; es la llamada antena *rómbica* que se muestra en la figura 192. Su nombre deriva de su forma geométrica que corresponde a un rombo. Se monta en posición horizontal y lleva cuatro mástiles. Uno de los vértices alejados está abierto para conexión de la cinta de 300 Ohm y el otro lleva un resistor que une los extremos del alambre.

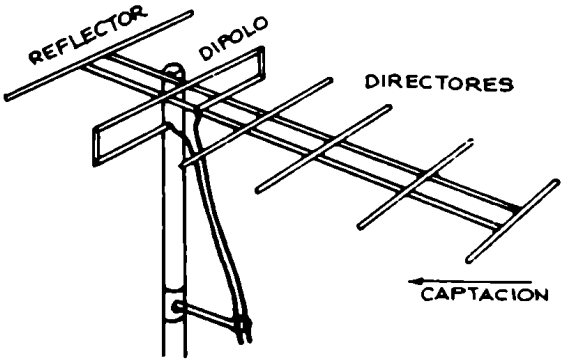


Fig. 191 - La antena Yagi con elementos parásitos.

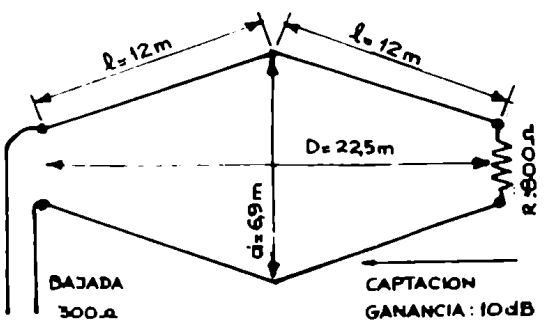


Fig. 192 - Disposición constructiva de la antena rómbica.

Las dimensiones de la antena rómbica guardan proporción con la longitud de onda de la señal a captar y en la figura hemos puesto tales dimensiones para la banda de FM. Se observará que se requiere bastante espacio para montarla, de modo que esta antena sólo puede ser usada cuando tal espacio existe. Nótese que la ganancia de la antena rómbica es de unos 10 decibel, lo que equivale a ganar 10 metros de altura sobre el plano de instalación.

El resistor a colocar no debe ser inductivo. En nuestro caso tiene un valor de 800 Ohm, y podemos usar un simple resistor de composición, de una disipación de 1 Watt. De no obtenerse esa cifra se la puede formar con dos resistores, uno de 1.000 y otro de 3.900 Ohm, que en paralelo dan el resultado pedido con suficiente aproximación.

Las dimensiones de las diagonales se indican en la figura para facilitar la ubicación de los mástiles de soporte. Es de notar que, como en los cuatro vértices del rombo se colocan aisladores de sujeción, el amarre de la antena puede hacerse a cuatro árboles, lo que facilita las cosas y ahorra los mástiles en el caso de que existan tales árboles.

La antena de TV en FM

Los canales de televisión se distribuyen en dos grupos. El de los llamados canales bajos va desde 54 hasta 88 MHz, canales 2 al 6 y el de los canales altos va desde 174 hasta 216 MHz, canales 7 al 13. Otros canales de TV en frecuencias ultra elevadas, no existen por el momento en nuestro medio. La banda de FM se encuentra precisamente ubicada entre los dos grupos de canales, pues abarca desde 88 hasta 108 MHz. El espectro que queda entre 108 y 174 MHz se emplea para otros servicios.

Lógicamente, los fabricantes de antenas para TV se han preocupado por evitar que las señales de FM interfieran en las de televisión, de modo que todas las antenas para TV son malas captoras de FM. El principio con que se diseñan las antenas multicanal es buscar un punto de resonancia en el centro de cada grupo de canales que tenga una relación aritmética en el centro del otro grupo.

Por ejemplo, una frecuencia de 65 MHz, corresponde más o menos al centro de los canales bajos y si multiplicamos esa cifra por 3 obtenemos 195 MHz, que está a un punto más o menos central para los canales altos. Luego, una antena que trabaja en la frecuencia fundamental a 195 MHz, trabajará en tercera armónica para los canales bajos. Pero, esa antena puede presentar una buena captación en FM pues la mitad de 195 son 97,5 MHz; entonces los fabricantes modifican las medidas de los dipolos para TV de tal manera que la captación de FM se reduzca.

La consecuencia de que la longitud del dipolo no coincida con una fracción de la longitud de onda de las señales de FM es que se producen reflexiones de la corriente que circula entre la antena y la línea de bajada. Los picos y nodos de esas reflexiones no coinciden con las de la corriente principal y se producen las llamadas ondas estacionarias. Suele especificarse el rendimiento de una combinación antena-línea por la relación de ondas estacionarias y ese rendimiento es bajo cuando tal relación es alta. Al usar una antena de TV para FM hay una relación alta de ondas estacionarias y eso ocasiona desplazamientos de fase en las bandas laterales de la señal diferencia, o sea las bandas comprendidas entre 23 y 53 KHz. El resultado es un desmejoramiento en la separación de canales e inclusive se llega a producir distorsión.

Claro que en las zonas donde los receptores de FM están muy cerca de las emisoras pueden usarse con resultados aceptables antenas de TV para captar señales de FM; pero esto no quiere decir que tales antenas sean aptas en todos los casos para captar señales de FM. En efecto, en cuanto la distancia u otros factores de perturbación se hagan presentes, tal antena acusará un rendimiento de captación muy bajo, con alta relación de ondas estacionarias y se producirán los inconvenientes antes señalados. Inclusive, la amplitud de la señal piloto de 19 KHz, cuya importancia ya conocemos, será insuficiente. Por tales razones, es aconsejable usar antenas especiales para FM en la recepción de ese tipo de señales, sobre todo cuando se trata de programas MPX.

INDICE GENERAL

	Pág.
Día 1. – TRANSMISION DEL SONIDO POR ONDAS	5
Las ondas de radio	6
Relación con la frecuencia	8
Propagación de la onda	9
Transmisión de la información	9
Transmisión del sonido	10
La modulación	11
La demodulación o detección	13
Día 2. – COMPARACION ENTRE LOS TIPOS DE MODULACION	15
Modulación de amplitud	15
Bandas laterales	16
El canal de transmisión	18
Efecto de los ruidos	19
Supresión de los ruidos	20
Modulación de frecuencia	21
Canales para FM	22
Día 3. – LA MODULACION DE FRECUENCIA	24
Amplitud de audio	24
Frecuencia de audio	25
Factores numéricos en la FM	26
El canal utilizado en la FM	27
El efecto de reactancia	28
La válvula de reactancia	29
La reactancia inductiva	30
Otros métodos para modular en frecuencia	31
Acción de pre-énfasis	32
Día 4. – LA DEMODULACION DE SEÑALES DE FM	34
La demodulación en AM	34
La demodulación en FM	35
El discriminador	36
El discriminador Foster Seeley	37
Simplificación del Foster Seeley	39
El detector de relaciones	39
Simplificación del detector de relaciones	41
El demodulador sincrónico	41
Día 5. – EL RECEPTOR DE FM	44
Diagrama sintético general	44
El sintonizador de FM	46
El amplificador de FI	49
El limitador de amplitud	51
El demodulador	52
La sección de audio	52
Día 6. – UN SINTONIZADOR DE FM A VALVULAS	54
La sección de conversión de frecuencia	55
Montaje de las partes	56
El canal de FI	59
La fuente de alimentación	61
Armado del conjunto	62
Ajuste y calibración de la unidad	63
Día 7. – UN SINTONIZADOR DE FM A TRANSISTORES	65
El conversor de frecuencia	65
Detalles constructivos	67
El canal de FI	69
Detalles constructivos	70
La fuente y el chasis general	70
Ajuste y calibración	72
Ajuste de la FI	72
Ajuste del demodulador	73
Ajuste del conversor	73
Día 8. – LA ESTEREOFONIA RADIAL	74
Mecánica de la audición	74
La ilusión estereofónica	76
Estereofonía grabada	76
Estereofonía radial	77
Matrizado de las señales	77
La modulación multiplex	79
El modulador balanceado	80
Bandas laterales en el sistema MPX	81
Compatibilidad entre FM y MPX	82
Día 9. – EL RECEPTOR FM ESTEREO MULTIPLEX	83
Diagrama sintético del receptor MPX	83
El amplificador de RF	84
El oscilador local	85
La tensión de control del CAF	86
El mezclador del conversor	87
El canal de FI	87
El sistema de CAG	88
El demodulador	90
Combinados AM y FM	91
Día 10. – EL DECODIFICADOR MULTIPLEX	92
Esquema en bloques del decodificador	92
La etapa amplificadora	93
El doblador de frecuencia	95

	Pág.
El indicador estéreo	96
La detección de la señal compuesta	97
El detector biplexer a diodos	100
El detector biplexer a transistores	101
El detector biplexer a transistor bipolar	103
Día 11. – SINTONIZADORES FM-MULTIPLEX A VALVULAS	104
Un decodificador a válvulas	104
Ajuste del decodificador	106
Adaptación del receptor de FM	108
Selector Mono-MPX	109
Decodificador con C.I. para receptores a válvula.	110
Día 12. – UN SINTONIZADOR FM-MULTIPLEX A TRANSISTORES	111
El conversor de frecuencia	111
Detalles constructivos	113
El canal de FI	113
El decodificador multiplex	114
Detalles constructivos	117
Ajuste de las secciones RF y FI	118
Ajuste del decodificador	119
Día 13.– EL CONJUNTO DE AUDIO	121
Bases para el diseño.	121
Amplificador a válvulas de 10 Watt	122
Amplificador a transistores de 1 Watt	123
Amplificador estereofónico a válvulas.	124
Amplificador estereofónico a transistores.	126
El conjunto acústico	129
Día 14. – COMBINADOS MODULARES PARA AM-FM	130
Subdivisión modular	130
Conversores armados	132
Plaquetas de FI	134
Plaquetas del decodificador	135
Completando el conjunto	137
Un conjunto modular AM-FM TOPECO	138
El conjunto modular AM-FM FAPESA	140
Método de ajuste del conjunto FAPESA	143
El receptor modular Waki	147
Especificaciones técnicas	147
Armado del conjunto	149
Problemas en sintonizadores MPX	151
Día 15. – LA ANTENA PARA FM	152
Captación por inducción	152
Resonancia en la antena	153
Distribución de corriente y tensión	153
La antena dipolo.	154
Variantes típicas del dipolo	155
Los elementos parásitos	156
La antena rómbica	157
La antena de TV en FM	158

Este libro se terminó de imprimir el 16 de setiembre de 1987
en Gráfica Yanina, República Argentina 2686, V. Alsina, Bs. As.

LA MAS MODERNA COLECCION DE LIBROS TECNICOS SIMPLIFICADOS AL ALCANCE DE TODOS

por CHRISTIAN GELLERT *con la dirección técnica del* ING. FRANCISCO L. SINGER

APRENDA ELECTRICIDAD EN 15 DIAS
Conocimientos básicos de la Electricidad para aprender Radio y Televisión.

APRENDA ELECTROTECNICA EN 15 DIAS
Una descripción práctica de aparatos, motores, generadores e instalaciones eléctricas.

APRENDA RADIO EN 15 DIAS
Este libro lo guiará en la teoría y el armado de un receptor modelo.

APRENDA SERVICE DE RADIO EN 15 DIAS
Paso a paso aprenderá a revisar, reparar y calibrar todos los radio-receptores.

APRENDA TELEVISION EN 15 DIAS
Describe un aparato de televisión al mismo tiempo que le enseña a construirlo.

APRENDA SERVICE DE TV EN 15 DIAS
Cuadros prácticos y una guía para todos los que se dedican a reparar televisores.

APRENDA TV-TRANSISTOR EN 15 DIAS
Explica la teoría y la práctica del televisor transistorizado.

APRENDA HI-FI Y ESTEREO EN 15 DIAS
Toda la amplificación del sonido con circuitos, tablas, gabinetes y ambientación.

APRENDA GRABADORES EN 15 DIAS
Teoría, funcionamiento, uso y reparaciones de los grabadores a cinta magnética.

APRENDA FM Y MULTIPLEX EN 15 DIAS
Para escuchar estereofonía por radio con la más alta fidelidad conocida.

APRENDA VALVULAS Y TUBOS EN 15 DIAS
Teoría, funcionamiento y reemplazos de las válvulas y tubos de imagen.

APRENDA TRANSISTORES EN 15 DIAS
Teoría y práctica de los semiconductores con circuitos y datos para el uso.

APRENDA SERVICE-TRANSISTOR EN 15 DIAS
Revisión y reparación de toda clase de equipos transistorizados.

APRENDA MOTORES EN 15 DIAS
Todos los motores a vapor, a explosión y diesel explicados en teoría y práctica.

APRENDA MATEMATICAS EN 15 DIAS
Para manejar números y letras, realizar cálculos y entender fórmulas técnicas.

APRENDA ELECTRONICA EN 15 DIAS
Modernas aplicaciones de esta ciencia en la industria, el automotor y la vivienda.

APRENDA INSTRUMENTAL EN 15 DIAS
Los aparatos más usados en Radio y TV con sus circuitos y explicaciones.

APRENDA TRANSMISION EN 15 DIAS
Para armar, ajustar y usar receptores y transmisores de aficionados.

APRENDA FISICA EN 15 DIAS
Todos los fenómenos que se operan en los cuerpos y leyes que los rigen.

APRENDA TV-COLOR EN 15 DIAS
Teoría, circuitos, armado, calibración y revisión de fallas de televisores de color sistema PAL-N. Adaptación de aparatos de otras normas.

Digitalizado sin fines de lucro
por Pato del Averno,
para su blog educativo
blogtecnicodidactico1.blogspot.com
en Buenos Aires, 2024,
con gratitud hacia los dueños,
autores, y editores originales,
y sus descendientes.